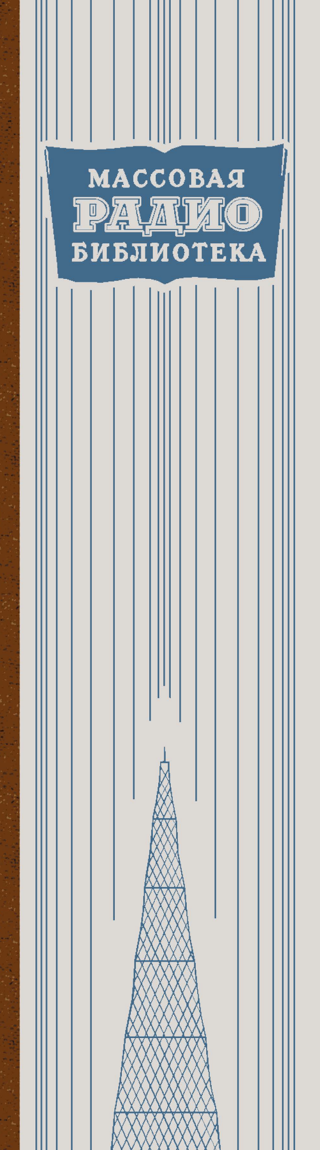




А. М. МЕЕРСОН

РАДИОИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА



ГОСЭНЕРГОИЗДАТ
1957



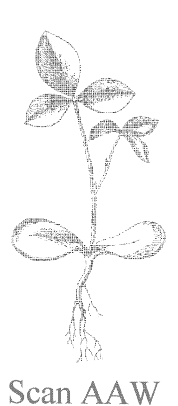
РАДИОИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА
УЧЕБНАЯ СЕРИЯ

Выпуск 284

А. М. МЕЕРСОН

РАДИОИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА





ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МОСКВА 1957 ЛЕНИНГРАД

В книге рассматриваются основные методы радиотехнических измерений, устройство различных радиоизмерительных приборов, разбираются практические схемы приборов, доступных для самостоятельного изготовления, а также принципы расчета и конструирования этих приборов.

Книга предназначена для использования в качестве учебного пособия по изучению основ радиоизмерительной техники; она может служить также и практическим пособием при конструировании измерительных приборов.

Книга рассчитана на читателей с математической подготовкой не ниже семи классов средней школы, изучивших основы радиотехники и электроники, имеющих некоторый опыт работы с радиотехнической аппаратурой и интересующихся вопросами конструирования измерительных приборов.

Анатолий Меерович Меерсон

РАДИОИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

* * *

Редактор *С. Ф. Корндорф* Технич. редактор *Л. Я. Медведев*

Сдано в набор 23/IX 1957 г. Подписано к печати 16/XI 1957 г.
Бумага 84×108 1/32 21,3 п. л. Уч.-изд. л. 24,4.
Т-10423. Тираж 75 000 экз. Цена 10 р. 75 к. Заказ 473

Типография Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ

Измерения являются одним из основных способов познания природы; они основаны на количественной и качественной оценке наблюдаемых физических явлений и предметов. Вся история науки, техники, производства свидетельствует о неразрывной взаимосвязи их развития с развитием и совершенствованием измерительной техники и методов измерений.

Особенно велика роль измерений в радиотехнике, основанной на использовании разнообразных электрических и магнитных явлений, непосредственно не воспринимаемых нашими органами чувств; их обнаружение и оценка возможны лишь при помощи специализированных радиоизмерительных приборов. Уже в первые годы развития радиотехники ее творец — Александр Степанович Попов при усовершенствовании изобретенных им радиостанций был вынужден заняться конструированием приборов, предназначенных для исследования параметров антенн и измерения длины волны электромагнитных колебаний. Каждый последующий шаг развития радиотехники сопровождался усовершенствованием прежних и созданием новых радиоизмерительных приборов. Со временем радиоизмерения превратились в самостоятельный раздел радиотехники, оказывающий огромное влияние на развитие как самой радиотехники, так и ряда других областей науки и техники.

Для нормальной работы любого радиоустройства необходимо, чтобы составляющие его радиодетали: сопротивления, конденсаторы, катушки индуктивности, трансформаторы, радиолампы и др., имели определенные технические данные. Поэтому одной из задач, решаемых радиоизмерительной техникой, является проверка электрических величин и качества радиодеталей.

Важным показателем, характеризующим техническое состояние радиоустройства, является режим работы, который определяется напряжениями, токами и мощностями, дей-

ствующими в его цепях. Отклонение этих величин от значений, соответствующих рабочему режиму, вызывается ненормальной величиной или частотой питающих напряжений, неисправностью отдельных деталей или неправильным их соединением. Применение измерительных приборов для проверки режима работы облегчает налаживание радиоустройств, позволяет быстро обнаружить неисправную цепь.

Измерительные приборы позволяют исследовать колебания и радиосигналы, действующие в различных цепях радиоустройств, определять их амплитуду, частоту, фазу, форму, глубину модуляции и т. п. Применяя измерительные установки, состоящие из нескольких радиоизмерительных приборов, оказывается возможным измерять такие параметры радиоустройств и их отдельных узлов, как чувствительность, избирательность, коэффициент усиления, неискаженная выходная мощность, стабильность работы и др.

Наряду с многочисленностью радиотехнических величин, подлежащих измерению, следует учитывать необычайно широкие пределы их возможных значений. Так, например, в радиотехнике используются колебания с частотой от долей герца до десятков тысяч мегагерц, напряжения от долей микровольта до десятков и сотен тысяч вольт, сопротивления от микроомов до сотен и тысяч мегом и т. д. Все это обусловливает чрезвычайное разнообразие и многотипность современной радиоизмерительной аппаратуры.

Радиотехнические методы измерения благодаря своей высокой чувствительности и точности с каждым годом все шире внедряются в различные области науки и техники, где они приспосабливаются для точного контроля, измерения и регулировки самых разнообразных физических величин: небольших перемещений, давления, температуры, влажности и др. Для этого изменения последних преобразуют в пропорциональные им изменения частоты, сопротивления, емкости и индуктивности. Исключительно широкое применение в ядерной физике, астрономии, геологии, медицине, машиностроении, строительной промышленности получил электронный осциллограф, используемый для наблюдения и фотографирования различных изменяющихся во времени физических процессов.

Измерительная техника играет важную роль в выполнении поставленных XX съездом Коммунистической партии задач по дальнейшему развитию и реконструкции средств связи, по расширению и улучшению радиовещания и теле-

видения, по широкой автоматизации управления производственными процессами на основе использования последних достижений физики, электроники, радиотехники. В Директивах съезда предусматривается всемерное развитие в шестой пятилетке радиотехнической и приборостроительной промышленности, которые должны расширить номенклатуру и увеличить выпуск радиоизмерительных приборов не менее чем в 3 раза.

Современный этап развития радиоизмерительной техники характеризуется массовым внедрением радиоизмерительных приборов в производственную практику. При этом обозначились три основные тенденции ее развития, которые коротко можно охарактеризовать так: получение непосредственного отсчета, применение метода активного контроля, автоматизация измерений.

Измерительные приборы с *непосредственным отсчетом* измеряемой величины наиболее удобны для массовой проверки параметров радиотехнических изделий. Однако многие приборы высокой точности для получения отсчета требуют предварительной регулировки (уравновешивания, настройки в резонанс). Путем автоматизации регулировки эти приборы оказалось возможным превратить в приборы с непосредственным отсчетом.

Перспективы применения приборов с автоматической регулировкой являются весьма многообещающими ввиду возможности их использования по принципу *активного контроля* для целей автоматического управления различными установками или даже производственными операциями. Сущность этого принципа заключается в том, что при отклонении измеряемой величины от номинала система автоматики, начинающая работать в результате нарушения регулировки прибора, воздействует на приспособление, регулирующее измеряемую величину, пока последняя не будет приведена к номиналу.

Для определения качества радиотехнического устройства, его отдельных узлов или деталей необходимо произвести ряд измерений. Например, при проверке радиолампы необходимо убедиться в отсутствии внутри лампы коротких замыканий и обрывов, измерить ее анодный ток или ток эмиссии, проверить качество вакуума и т. д. В целях ускорения процесса испытания в последний период намечается тенденция к созданию *автоматически действующих измерительных приборов и установок*, позволяющих последовательно проверить исследуемый объект по ряду параметров; при удовлетворе-

нии проверяемого параметра техническим условиям переключение прибора или установки на измерение следующего параметра происходит автоматически.

Большая заслуга в разработке теоретических основ радиоизмерений и создании современных образцов радиоизмерительных приборов принадлежит отечественным ученым и инженерам. Новые методы измерений, предложенные М. В. Шулейкиным, М. А. Бонч-Бруевичем, А. И. Бергом, Б. А. Введенским, Л. И. Мандельштамом, Н. Д. Папалекси, создали научную основу для комплексного испытания радиотехнической аппаратуры.

Измерения занимают важное место и в радиолюбительской практике. Умелое использование измерительных приборов обеспечивает качественное изготовление, налаживание и ремонт радиоустройства, сохранение высоких технических показателей в процессе эксплуатации. Поэтому вполне естественным показателем общего роста технической культуры советского народа является стремление широких кругов советских радиолюбителей к овладению теоретическими основами радиоизмерений и принципами конструирования современных радиоизмерительных приборов.

Книга «Радиоизмерительная техника» рассчитана на удовлетворение запросов читателей различной квалификации, стремящихся к систематическому изучению теории и техники радиоизмерений. Поэтому наряду с простейшими приборами и методами измерений, обеспечивающими лишь индикацию того или иного явления без его количественной и качественной оценки, в книге рассматриваются и более сложные приборы и методы, применяемые для всестороннего и глубокого исследования радиоаппаратуры. Пояснительный материал и отдельные параграфы, представляющие интерес для сравнительно небольших категорий читателей, набраны петитом. Методы измерений и системы приборов, находящие применение лишь при специальных измерениях и в лабораторной практике, в книге не рассматриваются. В конце книги приводится литература, которой может воспользоваться читатель, желающий более детально изучить отдельные интересующие его вопросы радиоизмерительной техники.

Для облегчения практического использования излагаемого материала на многих схемах приборов или в тексте указаны данные основных деталей. Принципы расчета отдельных приборов или их важнейших узлов закрепляются примерами и задачами.

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

1-1. Меры и измерительные приборы

Измерение какой-либо физической величины заключается в сравнении ее с определенным значением этой величины, принятым за единицу.

Основные, кратные и дольные единицы измерений, применяемые в радиотехнике, и принятая система их обозначений приведены в табл. 1-1.

Сравнение измеряемой величины с единицей измерения производят с помощью мер и измерительных приборов.

Меры представляют собой технические средства, служащие для воспроизведения единицы измерения или ее определенного кратного или дробного значения. Так, например, линейки, гири, литровые кружки воспроизводят соответственно определенные значения единиц длины, веса (массы), объема. Электрические величины также имеют свои меры. Из них наибольшее применение имеют меры электрического сопротивления, индуктивности, емкости и э. д. с., выполненные в виде катушек, конденсаторов и нормальных элементов.

Часто при измерениях требуется воспроизводить различные значения одной и той же электрической величины. В этих случаях применяют переменные меры или магазины мер. *Переменные меры* позволяют воспроизводить любое значение электрической величины, лежащее между определенными пределами. К ним относятся вариометры, конденсаторы переменной емкости и переменные сопротивления, снабженные шкалами и указателями для отсчета установленного значения индуктивности, емкости или сопротивления. *Магазины мер* представляют собой наборы различных

Таблица 1-1

Электрические единицы измерений, применяемые в радиотехнике

Электрическая величина		Единица измерений						Отношение кратной или дольной единицы к основной
		Основная			Кратная или дольная			
Наименование	Обозначение	Наименование	Обозначение: русское	Обозначение: международное	Наименование	Обозначение: русское	Обозначение: международное	
Сопротивление	*R*, *r*	*Ом*	*ом*	Ω	Мегом	*Мом*	MΩ	1 *Мом* = 10^6 *ом*
					Килоом	*ком*	kΩ	1 *ком* = 10^3 *ом*
Ток	*I*, *i*	Ампер	*а*	A	Миллиампер	*ма*	mA	1 *ма* = 10^{-3} *а*
					Микроампер	*мка*	μA	1 *мка* = 10^{-6} *а*
Напряжение и э. д. с.	*U*, *u* *E*, *e*	Вольт	*в*	V	Киловольт	*кв*	kV	1 *кв* = 10^3 *в*
					Милливольт	*мв*	mV	1 *мв* = 10^{-3} *в*
					Микровольт	*мкв*	μV	1 *мкв* = 10^{-6} *в*
Мощность	*P*, *p*	Ватт	*вт*	W	Киловатт	*квт*	kW	1 *квт* = 10^3 *вт*
					Гектоватт	*гвт*	hW	1 *гвт* = 10^2 *вт*
					Милливатт	*мвт*	mW	1 *мвт* = 10^{-3} *вт*
Количество электричества	*Q*, *q*	Кулон (ампер-секунда)	*к* *а·с*	c As	Ампер-час	*а·ч*	Ah	1 *ач* = 3 600 *к*
Емкость	*C*	Фарада	*ф*	F	Микрофарада	*мкф*	μF	1 *мкф* = 10^{-6} *ф*
					Пикофарада (микромикрофарада)	*пф* (*мкмкф*)	pF (μμF)	1 *пф* = 10^{-12} *ф*
Индуктивность Взаимная индуктивность	*L* *M*	Генри	*гн*	H	Миллигенри	*мгн*	mH	1 *мгн* = 10^{-3} *гн*
					Микрогенри	*мкгн*	μH	1 *мкгн* = 10^{-6} *гн*
Частота	*f*, *F*	Герц	*гц*	Hz	Килогерц	*кгц*	kHz	1 *кгц* = 10^3 *гц*
					Мегагерц	*Мгц*	MHz	1 *Мгц* = 10^6 *гц*

однородных мер, комбинации которых позволяют воспроизводить кратные или дробные значения единицы измерения, лежащие в определенных пределах. Широкое применение имеют магазины сопротивлений, состоящие из большого числа катушек различного сопротивления. Получение требуемой величины электрического сопротивления достигается переключением катушек с помощью системы штепселей или рычажных переключателей. Например, рычажный магазин сопротивлений РМС-1, состоящий из 54 катушек, позволяет воспроизводить значения сопротивлений в пределах от 0,1 до 99 999,9 *ом* через 0,1 *ом*. Меньшее применение получили магазины индуктивностей и магазины емкостей.

Измерительным прибором называется устройство, служащее для сравнения измеряемой величины с мерами. Это сравнение может производиться *прямым* путем, как, например, при определении веса предметов с помощью весов и гирь. В этих случаях меры применяются совместно с измерительными приборами, часто входя в состав последних, как это имеет место в измерительных мостах. В других случаях меры применяются лишь для градуировки или проверки измерительных приборов и их участие в процессе измерения носит *косвенный* характер. Примером подобных приборов являются вольтметры, миллиамперметры и омметры.

Меры и измерительные приборы промышленного производства делятся на две группы: образцовые и рабочие. *Рабочие меры и измерительные приборы* служат для практических целей измерений. *Образцовые меры и измерительные приборы* предназначены для воспроизведения и хранения единиц измерения. Их применение ограничивается проверкой и градуировкой других мер и измерительных приборов.

Образцовые меры и измерительные приборы, воспроизводящие единицы измерения с наивысшей достижимой при данном состоянии измерительной техники точностью, называются *эталонами. Первичные эталоны,* являющиеся государственными эталонами СССР, служат для проверки всех других образцовых мер и измерительных приборов, применяемых в Советском Союзе. Они хранятся во Всесоюзном научно-исследовательском институте метрологии имени Д. И. Менделеева в особых условиях, исключающих возможность воздействия на них различного рода внешних факторов: изменения температуры и влажности воздуха, механических сотрясений и т. д. Наличие первичных эталонов обеспечивает единство мер, применяемых во всей стране.

Одним из основоположников создания современной науки о мерах и измерительных приборах является великий русский ученый Д. И. Менделеев.

1-2. Основные характеристики измерительных приборов

Род измеряемой величины и ее предельное значение определяют *наименование прибора.* Например, в радиотехнической практике находят применение приборы для измерения величины тока, получившие в зависимости от пределов измерений наименования микроамперметры, миллиамперметры, амперметры.

В большинстве измерительных приборов отсчет измеряемой величины производится с помощью *отсчетного устройства*, состоящего из шкалы и указателя.

Шкала прибора обычно представляет собой линию с метками, получившими название делений; у некоторых из них располагаются отметки, позволяющие определить численное значение измеряемой величины, соответствующее каждому делению. Разность значений измеряемой величины для двух соседних делений определяет *цену деления* шкалы. Цена деления зависит от верхнего и нижнего *пределов измерений* прибора, характеризуемых максимальным и минимальным значениями измеряемой прибором величины, и от *числа делений* шкалы, которое в свою очередь зависит от размеров шкалы и выбирается исходя из удобства отсчета (согласно действующим нормам расстояние между соседними делениями шкалы не должно быть менее 0,6 *мм*). В качестве примера на рис. 1-1 приведена шкала миллиамперметра с пределами измерений 0—10 *ма* и ценой деления 0,2 *ма/дел.*

Указатель служит для определения точки шкалы, соответствующей отсчету измеряемой величины. У большинства приборов указатель выполняется в виде тонкой стрелки, лезвия или нити, перемещающихся вдоль шкалы.

Кроме визуальных методов отсчета, иногда используют акустические методы, например подсчет на слух числа биений звука за определенный промежуток времени.

Под *чувствительностью* измерительного прибора для большинства приборов понимают отношение перемещения указателя к изменению измеряемой величины, вызвавшему это перемещение. Чувствительность прибора численно выражается числом делений шкалы, на которое перемещается указатель, при изменении измеряемой величины на единицу.

Например, для прибора со шкалой, изображенной на рис. 1-1, изменение тока на 1 *ма* вызывает перемещение стрелки на 5 делений. Следовательно, чувствительность прибора равна 5 *дел/ма*. Чувствительность является величиной, обратной цене деления. О чувствительности приборов часто приближенно судят по их пределам измерений. Например, если у одного миллиамперметра пределы измерений 0—100 *ма*, а у другого — 0—20 *ма*, то можно полагать, что второй миллиамперметр чувствительней первого. При радиотехнических измерениях часто приходится иметь дело с очень малыми значениями измеряемых величин, что приводит к необходимости применения приборов высокой чувствительности.

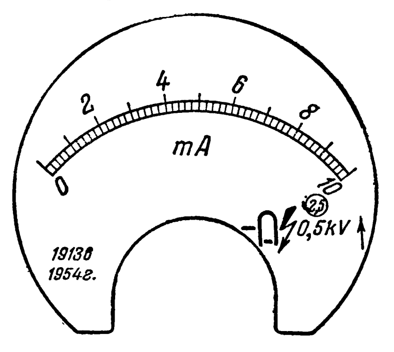


Рис. 1-1. Шкала миллиамперметра.

Многие радиоизмерительные приборы состоят из двух частей: *электрической схемы и измерительного механизма*. Приборы, в которых путем переключения электрической схемы можно менять пределы измерений, называются *многопредельными*.

Если одно и то же изменение измеряемой величины вызывает одинаковое угловое или линейное перемещение указателя в любой точке шкалы, то прибор имеет *равномерную шкалу*, во всех точках которой чувствительность одинакова. При *неравномерной* шкале чувствительность прибора в различных точках его шкалы неодинакова. Неравномерные шкалы и переменную чувствительность имеют многие приборы, измеряющие переменные напряжения и токи.

Измерительные приборы характеризуются *внутренним сопротивлением*, т. е. сопротивлением между зажимами прибора, служащими для соединения с объектом измерений. В зависимости от схемы и назначения прибора его внутреннее сопротивление часто может играть роль входного или выходного сопротивления. *Входное сопротивление* является важным качественным показателем вольтметров, измерителей частоты, осциллографов и некоторых других приборов, которые при измерении создают для исследуемой цепи дополнительную нагрузку. *Выходным сопротивлением* характеризуются низкочастотные и высокочастотные измерительные

генераторы, подключенные к испытуемым устройствам в качестве источников электрических колебаний.

Одним из важнейших показателей качества измерительного прибора являются погрешности, вносимые им в результаты измерений. Вследствие ряда причин результаты измерения отличаются от действительного значения измеряемой величины. Разность между ними называется *абсолютной погрешностью* измерения. Например, если при измерении тока $I_0=5$ *ма* получен результат измерения $I=4{,}9$ *ма*, то абсолютная погрешность измерения

$$\Delta I = I - I_0 = -0{,}1 \text{ ма}.$$

Абсолютная погрешность одной и той же величины — 0,1 *ма*, полученная при различных измерениях, может оказаться недопустимо большой при измерении тока 0,5 *ма*, допустимой при измеряемом токе 5 *ма* и практически неощутимой при токе 50 *ма*. Поэтому точность измерений обычно характеризуют величиной *относительной погрешности*, которая равна отношению абсолютной погрешности к истинному значению измеряемой величины, часто выраженной в процентах. Так, для рассмотренного выше примера относительная погрешность

$$\Delta I\% = \frac{\Delta I}{I_0} \cdot 100 = \frac{-0{,}1}{5} 100 = -2\%.$$

Для приборов, имеющих равномерные шкалы, значения абсолютной погрешности для всех точек шкалы обычно примерно одинаковы, в то время как относительная погрешность, очевидно, будет различной, возрастая от конца шкалы к ее началу. Поэтому для получения более точных результатов измерения следует часто выбирать прибор с таким пределом измерения, при котором отсчет измеряемой величины проводится во второй половине шкалы.

Погрешность, имеющая место при работе прибора в нормальных условиях, соответствующих условиям, при которых проводилась его градуировка, носит название *основной погрешности*. Главными причинами, вызывающими основную погрешность, являются.

1) Конструктивные недостатки измерительного прибора, например неравномерное трение в опорах при повороте подвижной системы или неуравновешенность подвижной системы.

2) Неточность градуировки и установки шкалы. Неточность градуировки объясняется, во-первых, тем, что приме-

ненные для градуировки меры и приборы сами выполнены с определенной степенью точности; во-вторых, некоторая ошибка возникает при нанесении делений и вычерчивании шкалы. Кроме того, при установке изготовленной шкалы на прибор она может оказаться несколько смещенной относительно положения, занимаемого ею при градуировке.

3) Неправильный отсчет показаний прибора, обусловленный неплотным прилеганием стрелки указателя к шкале. Вследствие этого при различных положениях глаза наблюдателя относительно стрелки результаты измерения могут оказаться различными.

Для повышения точности отсчета, помимо приближения стрелки к шкале, некоторые измерительные приборы снабжаются зеркалом, помещаемым под узким дугообразным вырезом в шкале, а стрелка выполняется ножевидной формы с плоскостью, расположенной перпендикулярно шкале. Отсчет проводится при таком положении глаза наблюдателя, при котором стрелка закрывает свое изображение в зеркале.

При работе прибора в условиях, отличающихся от нормальных, появляются *дополнительные погрешности.* Основными факторами, обусловливающими дополнительные погрешности, являются температура окружающей среды, самопрогрев прибора после включения, частота и форма измеряемой электрической величины, внешние магнитные и электрические поля, изменение напряжения питания прибора.

Изменение температуры приводит к изменению физических и электрических свойств отдельных деталей прибора. Вызываемая при этом дополнительная погрешность носит название *температурной погрешности.*

При измерениях на переменном токе имеют место дополнительные погрешности, зависящие от характера измеряемой электрической величины. Например, при измерении переменного напряжения или тока, имеющего частоту, отличную от частоты, при которой производилась градуировка прибора, возникает *частотная погрешность.* При измерении частоты электрических колебаний иногда имеет место *амплитудная погрешность,* зависящая от амплитуды этих колебаний. Погрешность может быть также вызвана отличием формы кривой измеряемой величины от синусоиды.

Уменьшение влияния этих факторов достигается путем изготовления измерительного прибора из высококачественных материалов, применения специальных схем температурной и частотной компенсации, стабилизации напряжения

питания, помещения прибора в кожух из дерева, пластмассы или металла, предохраняющего его от пыли и механических повреждений; металлический кожух служит также экраном, уменьшающим воздействие на прибор внешних полей.

1-3. Требования, предъявляемые к измерительным приборам

Каждый измерительный прибор в зависимости от его назначения и области применения должен удовлетворять определенным требованиям. Из них наиболее общими являются следующие:

1. Предел измерений прибора должен быть достаточно широким и охватывать все практически возможные значения измеряемой величины. Наилучшим образом этому требованию удовлетворяют многопредельные приборы.

2. Основная и дополнительные погрешности прибора должны быть малы. Однако достижение высокой точности измерений неизбежно связано с усложнением измерительного прибора и в любительских условиях не всегда осуществимо из-за отсутствия образцовых мер и приборов, необходимых для градуировки. Снижение требований к точности до 5—10%, вполне допустимое для большинства измерений, выполняемых при ремонте и налаживании радиоаппаратуры, позволяет значительно упростить схему и конструкцию применяемых для этих целей измерительных приборов. Лишь в немногих случаях, например при измерении высоких частот или малых индуктивностей, желательна большая точность измерений, по крайней мере порядка 1%.

3. Конструкция прибора должна обеспечивать простоту и удобство отсчета и управления прибором. Отсчет измеряемых величин желательно проводить непосредственно по равномерной шкале без использования расчетных формул, переходных графиков или таблиц. Число ручек управления должно быть доведено до минимума, а пользование ими максимально упрощено.

4. Прибор должен быть экономичным, т. е. потреблять от источников питания возможно меньшую мощность. Это особенно существенно для приборов, питаемых от сухих и аккумуляторных батарей.

5. Приборы, предназначенные для измерения режима или параметров действующих радиоустановок, должны мало

влиять на работу исследуемых цепей. Иными словами, мощность, потребляемая при измерении прибором от исследуемой цепи, должна быть значительно меньше мощности, действующей в этой цепи.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ ПОСТОЯННЫХ ТОКОВ

2-1. Устройство и основные характеристики стрелочного прибора магнитоэлектрической системы

В анодных цепях радиоламп, в цепи детектора, в цепях, питаемых от выпрямителей или батарей, протекают постоянные токи, величина которых характеризует работу радиоустройства.

Измерение постоянных токов производится микроамперметрами, миллиамперметрами и амперметрами магнитоэлектрической системы, основной частью которых обычно является *стрелочный магнитоэлектрический измерительный механизм.* Устройство такого измерительного механизма показано на рис. 2-1. Он содержит сильный подковообразный магнит *1*, к концам которого прикреплены полюсные наконечники *2* из мягкой стали. Между полюсными наконечниками расположен неподвижный стальной сердечник *3* цилиндрической формы. В воздушном зазоре между сердечником и полюсными наконечниками создается равномерное магнитное поле, силовые линии которого направлены перпендикулярно поверхности цилиндра. В этом зазоре помещается рамка *5*, намотанная обычно на алюминиевом каркасе прямоугольной формы тонким медным изолированным проводом (диаметром 0,02—0,2 *мм*). Рамка может свободно поворачиваться вместе с осью *4*. На одной оси с рамкой укреплена стрелка *6*, конец которой перемещается

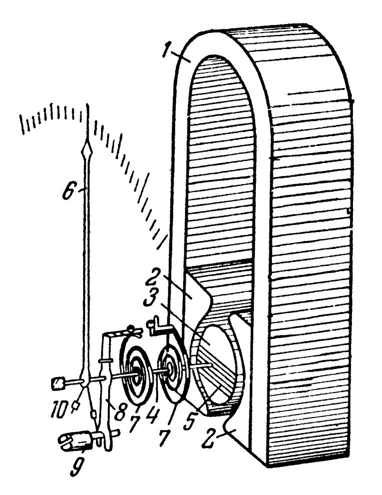


Рис. 2-1. Устройство магнитоэлектрического измерительного механизма.

по шкале. Спиральные пружины *7* служат для создания момента, противодействующего повороту рамки, а также для подвода тока к рамке. Одна пружина закреплена между осью и корпусом. Вторая пружина одним концом прикреплена к оси, а другим — к поводку *8*, вилка которого охватывает стержень, соединенный эксцентрично с винтом *9*. Вращением этого винта, выведенного наружу кожуха, достигается установка стрелки на нуль шкалы. Противовесы *10* служат для уравновешивания подвижной части измерительного механизма.

При пропускании по виткам рамки тока последний взаимодействует с магнитным потоком постоянного магнита. При этом создается вращающий момент, под действием которого подвижная часть поворачивается до тех пор, пока противодействующий момент, создаваемый спиральными пружинками, не уравновесит вращающий момент. Благодаря равномерности постоянного магнитного поля в воздушном зазоре вращающий момент, а следовательно, и угол отклонения стрелки оказываются пропорциональными величине тока, протекающего через рамку. Поэтому приборы магнитоэлектрической системы имеют равномерную шкалу.

Измерительные механизмы характеризуются тремя основными величинами: 1) *током полного отклонения* I_u, вызывающим отклонение стрелки до конца шкалы; 2) *напряжением полного отклонения* U_u, т. е. напряжением на рамке измерительного механизма, создающим в цепи рамки ток I_u; 3) *внутренним сопротивлением* R_u, которое представляет собой сопротивление рамки. Эти три величины связаны между собой в соответствии с законом Ома:

$$R_u = \frac{U_u}{I_u}. \tag{2-1}$$

При радиотехнических измерениях применяют различные типы измерительных механизмов, ток полного отклонения которых обычно лежит в пределах 50 *мка* ÷ 10 *ма*. Измерительные механизмы, для которых ток полного отклонения не превышает 200 ÷ 300 *мка*, считаются высокочувствительными.

Многие магнитоэлектрические измерительные механизмы снабжаются магнитным шунтом, позволяющим в небольших пределах регулировать ток полного отклонения I_u. *Магнитный шунт* представляет собой стальную пластинку, распо-

ложенную параллельно наружным торцовым поверхностям магнита и полюсных наконечников. Перемещение магнитного шунта вызывает изменение плотности магнитного потока в воздушном зазоре между полюсными наконечниками и сердечником. Например, если приблизить шунт к полюсным наконечникам, то вследствие возрастания магнитного потока, замыкающегося через шунт, уменьшится величина магнитного потока, воздействующего на подвижную систему; при этом ток полного отклонения $I_и$ увеличится. При удалении шунта от полюсных наконечников, наоборот, ток $I_и$ уменьшится.

Напряжение полного отклонения $U_и$ для большинства измерительных механизмов лежит в пределах 0,03 ÷ 0,5 *в*. Сопротивление рамки $R_и$ зависит от числа витков и диаметра ее провода. Чем чувствительнее должен быть измерительный механизм, тем больше витков из более тонкого провода должна иметь его рамка и тем больше будет ее сопротивление $R_и$. Повышение чувствительности измерительных механизмов достигается также применением более мощных магнитов, бескаркасных рамок и пружин с малым противодействующим моментом.

В чувствительных измерительных механизмах стрелка, отклоняясь под действием проходящего по рамке тока, совершает ряд колебаний, прежде чем остановится в определенном положении. Для уменьшения времени успокоения стрелки рамку иногда шунтируют сопротивлением порядка нескольких сотен или тысяч ом. Роль шунтирующего сопротивления часто выполняет электрическая схема измерительного прибора, включенная параллельно рамке.

Магнитоэлектрические измерительные механизмы могут применяться лишь для измерения постоянного тока. Изменение направления тока в рамке приводит к изменению направления вращающего момента и отклонению стрелки в обратную сторону. Поэтому при включении измерительного механизма в цепь переменного тока, частота которого не превышает 5—10 *гц*, стрелка будет непрерывно колебаться. При большей частоте тока подвижная система вследствие своей инерционности не успевает следовать за изменениями тока и стрелка остается в нулевом положении. Если через измерительный механизм протекает пульсирующий ток, то отклонение стрелки определяется постоянной составляющей этого тока.

Измерительные механизмы, предназначенные для работы в цепи постоянного тока, направление которого неизменно, обычно имеют *одностороннюю шкалу*, одним из концов которой служит нулевое деление. Для получения правильного отклонения стрелки необходимо, чтобы ток протекал через рамку в направлении от зажима с обозначением «+» к зажиму с обозначением «—».

Измерительные механизмы, предназначенные для работы в цепи постоянного тока, направление которого может изменяться, снабжаются *двусторонней шкалой*, нулевое деление которой обычно располагается посредине. При протекании тока в приборе от зажима «+» к зажиму «—» стрелка отклоняется вправо.

Величина тока, протекающего по рамке, ограничивается значением I_u, при котором стрелка отклоняется до конца шкалы. Магнитоэлектрические измерительные механизмы выдерживают кратковременную перегрузку, достигающую десятикратного значения тока I_u.

Точность показаний приборов магнитоэлектрической системы оценивается *приведенной погрешностью*, которая равна выраженному в процентах отношению максимальной абсолютной погрешности измерений к предельному показанию прибора. Например, для прибора с верхним пределом измерений 10 *ма*, максимальная абсолютная погрешность измерения которого составляет 0,1 *ма*, приведенная погрешность равна 1%.

Приборы магнитоэлектрической системы по точности измерения разделяются на семь классов: 0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 1,5; 2,5 и 4,0, в зависимости от допустимой величины основной приведенной погрешности, равной соответственно ±0,1; ±0,2; ±0,5; ±1,0; ±1,5; ±2,5 и ±4,0%. Приборы высокой точности (классов 0,1; 0,2 и 0,5) обычно снабжаются зеркальной шкалой больших размеров. Приборы, величина приведенной погрешности которых превышает 4%, называются *внеклассными*; их используют лишь в качестве индикаторов тока или напряжения.

Из числа электроизмерительных приборов приборы магнитоэлектрической системы являются наиболее точными и чувствительными. Они могут успешно применяться для измерения не только постоянных, но и переменных токов и напряжений при условии сочетания их с устройствами, преобразующими переменный ток в постоянный. Такими устройствами являются термоэлементы, радиолампы и полупровод-

никовые выпрямители. При этом приборы магнитоэлектрической системы перестают играть роль самостоятельных приборов, а, входя в измерительный прибор более сложной системы, играют роль лишь измерителя постоянного тока, протекающего в какой-либо цепи прибора.

Технические данные некоторых приборов магнитоэлектрической системы, находящих применение в качестве измерителей в радиоизмерительной аппаратуре, приведены в приложении.

При использовании в качестве измерителя прибора или измерительного механизма неизвестного типа его основные данные: ток полного отклонения $I_и$ и сопротивление $R_и$, приходится определять опытным путем.

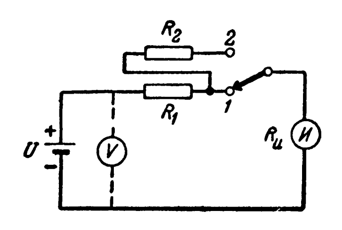


Рис. 2-2. Схема измерения электрических данных измерительного механизма.

Сопротивление $R_и$ можно измерить омметром, имеющим необходимый предел измерений. При проверке высокочувствительных измерительных механизмов нужно соблюдать осторожность, так как большой ток омметра может их повредить. Если для измерения $R_и$ используется многопредельный батарейный омметр, измерение следует начинать с наиболее высокоомного предела, при котором ток в цепи питания омметра наименьший. Переход на другие пределы допускается лишь в том случае, если это не вызывает зашкаливания стрелки измерительного механизма.

Измерение сопротивления $R_и$ высокочувствительного измерительного механизма может быть произведено также по схеме рис. 2-2. Для этого подбирают два примерно одинаковых сопротивления R_1 и R_2, величины которых должны быть таковы, чтобы при включении одного из сопротивлений, например R_1, в цепь источника постоянного напряжения U стрелка измерительного механизма $И$ находилась во второй половине шкалы. Предположим, что этому положению стрелки соответствует α_1 делений равномерной шкалы измерительного механизма. При последовательном включении в цепь обоих сопротивлений отклонение стрелки уменьшается до α_2 делений. Тогда внутреннее сопротивление измерительного механизма будет равно

$$R_и = \frac{\alpha_2}{\alpha_1 - \alpha_2} R_2 - R_1. \qquad (2\text{-}2)$$

Схема рис. 2-2 может быть также применена и для определения тока полного отклонения I_u. Для этого к зажимам источника питания подключают вольтметр V, измеряющий напряжение U. Если при включении в цепь сопротивления R_1 стрелка измерителя отклоняется на α_1 делений, а полное число делений шкалы равно α_n, то ток будет равен

$$I_u = \frac{U}{R_1 + R_u} \frac{\alpha_n}{\alpha_1}. \tag{2-3}$$

Ток I_u может быть определен и при помощи схемы, аналогичной приведенной на рис. 2-9. Испытуемый измерительный механизм подключают к зажимам *1* и *2* (сопротивление $R_ш$ при этом выключено) и изменением сопротивления R добиваются отклонения его стрелки до конца шкалы. Ток I_u отсчитывают по шкале включенного последовательно в цепь образцового миллиамперметра (или микроамперметра) *mA*.

2-2. Миллиамперметры магнитоэлектрической системы

При необходимости измерения постоянных токов, превышающих ток полного отклонения I_u, измеритель используют совместно с шунтом; вместе они образуют измерительный прибор. При радиотехнических измерениях максимально необходимый предел измерения постоянных токов редко превосходит 1 000 *ма*.

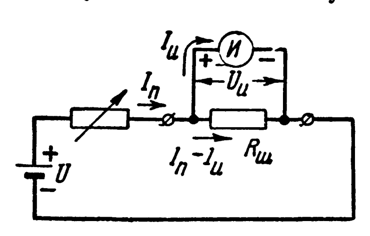


Рис. 2-3. Схема включения шунта.

Шунт представляет собой низкоомное сопротивление $R_ш$, включаемое параллельно измерителю *И*, как это показано на рис. 2-3; поэтому при шунте через измеритель будет протекать лишь часть измеряемого тока и тем меньшая, чем меньше сопротивление шунта $R_ш$ по сравнению с сопротивлением измерителя R_u.

При выбранном предельном значении измеряемого тока I_n через измеритель должен протекать ток полного отклоне-

ния $I_и$; это будет иметь место при сопротивлении шунта

$$R_ш = \frac{R_и}{\frac{I_п}{I_и} - 1}. \qquad (2\text{-}4)$$

Например, при необходимости расширения предела измерений микроамперметра М49, имеющего данные $I_и = 0{,}2$ *ма* и $R_и = 700$ *ом*, до значения $I_п = 100$ *ма* необходимо применить шунт сопротивлением

$$R_ш = \frac{700}{\frac{100}{0{,}2} - 1} = 1{,}4 \text{ ом}.$$

Шунты к миллиамперметрам изготовляются из манганиновой или константановой проволоки. Благодаря высокому удельному сопротивлению материала размеры шунтов получаются небольшими, что позволяет их включать непосредственно между зажимами прибора внутри или снаружи его кожуха.

Диаметр проволоки шунта выбирают из условия

$$d_{[мм]} \geqslant 0{,}92\sqrt{I_{п\,[а]}}, \qquad (2\text{-}5)$$

при выполнении которого плотность тока в шунте не превышает 1,5 *а/мм²*. Например, шунт миллиамперметра, имеющего предел измерений $I_п = 500$ *ма* $= 0{,}5$ *а*, должен изготовляться из проволоки диаметром

$$d \geqslant 0{,}92\sqrt{0{,}5} = 0{,}65 \text{ мм}.$$

Длина проволоки l, необходимая для изготовления шунта сопротивлением $R_ш$, приближенно находится по формуле

$$l_{[м]} = (1{,}5 \div 1{,}9)\, d^2_{[мм]} R_{ш\,[ом]}. \qquad (2\text{-}6)$$

Окончательная подгонка сопротивления шунта производится в процессе градуировки прибора.

Применение шунта приводит к появлению зависимости показаний прибора от температуры окружающей среды. При изменении температуры изменяется сопротивление рамки измерителя, в то время как сопротивление манганинового или константанового шунта остается практически постоянным. Это вызывает перераспределение токов, проте-

кающих через шунт и рамку. Температурная погрешность может достигать 3—5% на каждые 10° изменения температуры.

Для уменьшения влияния температуры последовательно с измерителем иногда включают манганиновое сопротивление $R_к$ (рис. 2-4); в этом случае относительное изменение общего сопротивления цепи измерителя между точками *а* и *б* под действием температуры уменьшается. Температурная погрешность снижается во столько раз, во сколько увеличивается сопротивление цепи измерителя. Например, компенсационное сопротивление $R_к$, в 4 раза превышающее сопротивление измерителя, уменьшает температурную погрешность в 5 раз.

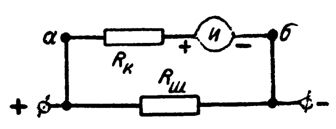


Рис. 2-4. Схема миллиамперметра с температурной компенсацией.

При расчете приборов с температурной компенсацией в расчетных формулах следует понимать под внутренним сопротивлением измерителя $R_и$ суммарное сопротивление измерителя и сопротивления $R_к$.

Включение миллиамперметра в цепь измеряемого тока приводит к увеличению общего сопротивления этой цепи и уменьшению величины протекающего в ней тока.

Для уменьшения влияния миллиамперметра на режим исследуемой цепи необходимо, чтобы его внутреннее сопротивление

$$R_{ма} = \frac{R_и R_ш}{R_и + R_ш} \tag{2-7}$$

было мало по сравнению с сопротивлением цепи $R_ц$, измеренным между точками включения прибора (рис. 2-3).

В общем случае степень влияния миллиамперметра на величину измеряемого тока характеризуется коэффициентом

$$B_{ма}\,\% = \frac{R_{ма}}{R_{ма} + R_ц}\,100 = \frac{\dfrac{R_{ма}}{R_ц}}{\dfrac{R_{ма}}{R_ц} + 1}\,100.$$

Например, при отношении $R_{ма}/R_ц = 0{,}1$ $B_{ма} = 9{,}1\%$, т. е. включение прибора вызывает уменьшение тока в цепи на

9,1%; если же отношение $R_{ма}/R_{ц}=0{,}01$, то уменьшение тока не превосходит 1%.

Умножая числитель и знаменатель правой части формулы на предельное значение измеряемого тока I_n и учитывая, что $I_n R_{ма}$ равно напряжению полного отклонения измерителя U_u, а $I_n(R_{ма}+R_ц)$ равно э. д. с. E, действующей в исследуемой схеме при токе I_n, получаем:

$$B_{ма}\% = \frac{U_u}{E}100. \qquad (2\text{-}8)$$

Из последней формулы следует, что чем меньше э. д. с. E, тем сильнее влияние миллиамперметра на величину измеряемого тока. Поэтому при измерении тока накала радиоламп следует ожидать значительно большего изменения тока в цепи, чем при измерении анодных и экранных токов. Кроме того, при одинаковых пределах измерений лучшие результаты обеспечивает миллиамперметр, измеритель которого характеризуется меньшим напряжением U_u.

2-3. Многопредельные миллиамперметры магнитоэлектрической системы

Для обеспечения достаточно высокой точности в широком диапазоне измеряемых токов миллиамперметр должен иметь несколько пределов измерений; это достигается применением нескольких переключаемых шунтов, рассчитанных на различные значения предельного тока I_n. Величину тока измеряют на том пределе, которому соответствует отсчет, возможно более близкий к концу шкалы.

Многопредельные приборы обычно имеют пределы, отличающиеся друг от друга в целое число раз. Наиболее удобно иметь *переходной коэффициент* $N=10$, как, например, в четырехпредельном миллиамперметре с пределами 1, 10, 100 и 1 000 *ма*; в этом случае шкала прибора, выполненная для одного из пределов, например для 1 *ма*, может быть легко применена для измерения токов на остальных пределах путем умножения отсчета на соответствующий множитель 10, 100 и 1 000. Однако при коэффициенте $N=10$ для отсчета приходится использовать большую часть первой половины шкалы, за исключением небольшого начального участка, составляющего 10% к общей длине шкалы.

С целью повышения точности измерений в некоторых приборах предельные значения токов при переходе от предела к пределу изменяют в 5, 4 или даже 2 раза, например, выбирают их равными 1, 5, 20, 100, 500 *ма*. В данном случае для отсчета показаний может быть также применена общая шкала, снабженная несколькими рядами числовых

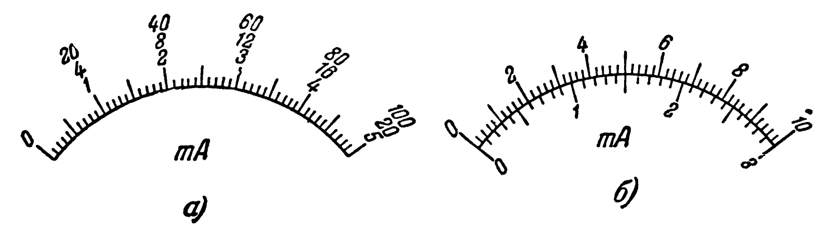


Рис. 2-5. Шкалы многопредельных миллиамперметров.

отметок, как это показано на рис. 2-5,*а*. Иногда предельные значения измеряемых токов выбирают из ряда чисел: 1, 3, 10, 30, 100, 300 и т. д., что позволяет исключить отсчет по первой трети шкалы; в таких приборах для отсчета используют две шкалы, выполняемые аналогично рис. 2-5,*б*. Следует помнить, что увеличение числа пределов усложняет

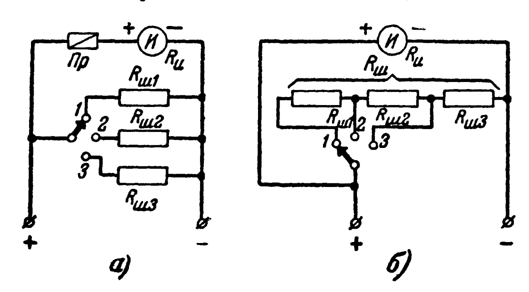


Рис. 2-6. Схемы многопредельных миллиамперметров с переключателями пределов измерений.

схему и конструкцию прибора, а применение нескольких шкал рационально лишь при использовании измерительного механизма достаточно больших размеров.

Переключение шунтов, необходимое для перехода от одного предела измерений к другому, может осуществляться посредством переключателя при использовании на всех пределах общих входных зажимов (рис. 2-6) или с помощью системы разрезных гнезд, половинки которых замы-

каются между собой при подключении металлического штепселя измерительного шнура (рис. 2-7).

Особенностью схем миллиамперметров рис. 2-6,*б* и 2-7,*б* является то, что в состав шунта каждого предела измерений входят сопротивления шунтов других менее чувствительных пределов. Эти схемы по сравнению со схемами рис. 2-6,*а* и 2-7,*а* являются более экономичными в отношении расхода провода для шунта, однако они менее надежны в эксплуатации, так как при выходе из строя одного из сопротивлений шунта возможно прекращение работы миллиамперметра на всех или нескольких пределах.

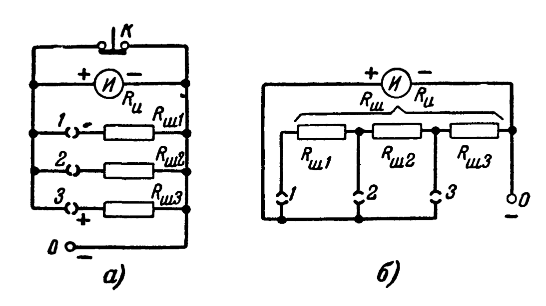


Рис. 2-7. Схемы многопредельных миллиамперметров с гнездовой коммутацией пределов измерений.

При переключении под током предела миллиамперметра, работающего по схеме рис. 2-6 или 2-7, возможно повреждение измерительного механизма, так как последний может оказаться кратковременно включенным без шунта непосредственно в цепь измеряемого тока. Для избежания этого переключатели схем рис. 2-6 должны иметь такую конструкцию, чтобы в момент переключения ползунок замыкал одновременно два контакта смежных пределов. Соответственно конструкция гнезд схем рис. 2-7 должна позволять штепселю измерительного шнура при включении первоначально замыкаться с шунтом, а затем с цепью измерительного механизма; при выключении штепселя размыкание должно происходить в обратном порядке.

С целью предохранения измерительного механизма последовательно с ним иногда включают предохранитель (рис. 2-6,*а*), ток сгорания которого не должен превышать пятикратного значения тока $I_и$. В некоторых приборах параллельно измерительному механизму включают кнопку *К* с нормально замкнутыми контактами (рис. 2-7,*а*); измери-

тельный механизм включается в схему лишь при нажатии кнопки.

Надежность работы многопредельного миллиамперметра значительно возрастает при использовании универсального шунта. *Универсальный шунт* представляет собой систему последовательно соединенных сопротивлений (рис. 2-8). Для подключения к исследуемой цепи используется общий зажим *О*

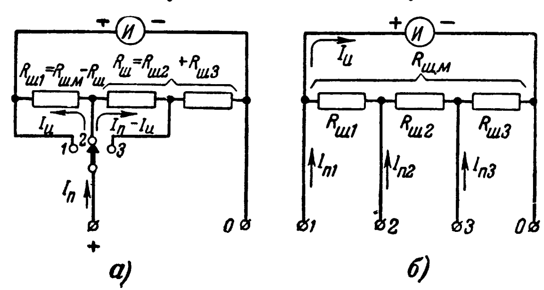


Рис. 2-8. Схемы многопредельных миллиамперметров с универсальным шунтом.

и зажим, соединенный с одним из отводов шунта. При этом образуются две параллельно включенные ветви. В одну ветвь входит сопротивление действующей части шунта $R_ш$, во второй ветви последовательно с измерителем включено сопротивление оставшейся части шунта $R_{ш.м} - R_ш$.

Сопротивление $R_ш$ выбирается таким, чтобы при предельном измеряемом токе $I_п$ через измерительный механизм протекал ток полного отклонения $I_и$. В общем случае

$$R_ш = (R_{ш.м} + R_и)\frac{I_и}{I_п}. \qquad (2\text{-}9)$$

Полное сопротивление шунта $R_{ш.м}$ будет включено параллельно измерителю на том пределе, которому соответствует наименьшее предельное значение измеряемого тока $I_п$ (предел 1 схем рис. 2-8). Величину этого сопротивления можно подсчитать по формуле (2-4).

Расчет отдельных сопротивлений шунта облегчается, если учитывать, что при возрастании предельного значения тока в N раз необходимая величина шунтирующего сопротивления $R_ш$ в N раз уменьшается. Например, если для схем рис. 2-8 $N=10$, т. е. $I_{п2}=10I_{п1}$, а $I_{п3}=10I_{п2}=$

$=100I_{n1}$, то сопротивления шунта должны удовлетворять равенствам: $R_{ш2}+R_{ш3}=\frac{R_{ш.м}}{10}$; $R_{ш3}=\frac{R_{ш2}+R_{ш3}}{10}=\frac{R_{ш.м}}{100}$. Отсюда следует, что переходный коэффициент N, характеризующий изменение пределов измерения миллиамперметра с универсальным шунтом, целиком определяется соотношением между отдельными сопротивлениями шунта и совершенно не зависит от внутреннего сопротивления измерительного механизма. Поэтому один и тот же универсальный шунт, присоединенный параллельно различным измерительным механизмам, будет изменять их пределы измерения в одинаковое число раз; при этом исходный предел измерения будет, очевидно, зависеть от соотношения сопротивлений $R_и$ и $R_{шм}$.

В отличие от миллиамперметров с переключаемыми шунтами, у которых на всех пределах максимальное падение напряжения на приборе постоянно и равно $I_и R_и = U_и$, в миллиамперметре с универсальным шунтом падение напряжения равно $I_и R_и$ лишь на исходном пределе 1; на других пределах оно возрастает до значения несколько меньшего $I_и(R_и+R_{ш.м})$, так как представляет собой сумму падений напряжений на измерителе и на сопротивлении $R_{ш.м}-R_ш \approx R_{ш.м}$, включенном последовательно с измерителем. Если взять полное сопротивление шунта $R_{ш.м} \gg R_и$, то наименьший предел миллиамперметра будет близок к $I_и$, однако при этом на других пределах падение напряжения на приборе может настолько возрасти, что оно станет сравнимо с э. д. с., действующей в исследуемой цепи, результатом чего явится заметное изменение измеряемого тока при включении миллиамперметра. Если же взять сопротивление $R_{ш.м}$ небольшой величины, то возрастет наименьшее значение предельного тока, измеряемого прибором. Поэтому в каждом конкретном случае необходимо решать вопрос о допустимом значении сопротивления $R_{ш.м}$.

Из рис. 2-8,*а* и *б* видно, что при работе с универсальным шунтом переключение пределов может проводиться как с помощью переключателя, так и путем использования системы гнезд обычного типа. Нарушение контакта в этих схемах не ведет к порче измерителя.

Задача 2-1. Рассчитать схему миллиамперметра с универсальным шунтом (рис. 2-8) на три предела измерений: 0,2: 2 и 20 *ма*, при переходном коэффициенте $N=10$. Измеритель прибора — микроампер-

метр типа ИТ — имеет данные: $I_и = 0{,}15$ *ма*, $R_и = 1\,500$ *ом*, $U_и = I_и R_и = 0{,}225$ *в*.

Для каждого предела определить падение напряжения на приборе при предельном токе, а также влияние прибора на измеряемый ток, если в цепи последнего действует э. д. с. $E = 10$ *в*.

Решение

1. На пределе 1 ($I_{п1} = 0{,}2$ *ма*) универсальный шунт включен полностью параллельно измерителю. Его сопротивление находим по формуле (2-4):

$$R_{ш.м} = \frac{R_и}{\frac{I_{п1}}{I_и} - 1} = \frac{1\,500}{\frac{0{,}2}{0{,}15} - 1} = 4\,500 \text{ ом}.$$

Падение напряжения на приборе при токе $I_{п1}$

$$U_{ма1} = U_и = 0{,}225 \text{ в}.$$

Влияние прибора на измеряемый ток согласно (2-8) характеризуется коэффициентом

$$B_{ма1}\% = \frac{U_{ма1}}{E} 100 = 2{,}25\%.$$

2. Для предела 2 ($I_{п2} = 2$ *ма*) сопротивление шунта

$$R_{ш2} + R_{ш3} = \frac{R_{ш.м}}{N} = 450 \text{ ом}.$$

Следовательно, сопротивление

$$R_{ш1} = R_{ш.м} - (R_{ш2} + R_{ш3}) = 4\,500 - 450 = 4\,050 \text{ ом}.$$

Падение напряжения на приборе при токе $I_{п2}$

$$U_{ма2} = I_и (R_и + R_{ш1}) = 0{,}832 \text{ в}.$$

Коэффициент влияния

$$B_{ма2}\% = \frac{U_{ма2}}{E} \cdot 100 = 8{,}32\%.$$

3. Для предела 3 ($I_{п3} = 20$ *ма*)

$$R_{ш3} = \frac{R_{ш2} + R_{ш3}}{N} = \frac{R_{ш.м}}{N^2} = 45 \text{ ом},$$

$$R_{ш2} = (R_{ш2} + R_{ш3}) - R_{ш3} = 450 - 45 = 405 \text{ ом},$$

$$U_{ма3} = I_и (R_и + R_{ш1} + R_{ш2}) = 0{,}893 \text{ в},$$

$$B_{ма3}\% = \frac{U_{ма3}}{E} \cdot 100 = 8{,}93\%.$$

Задача 2-2. Рассчитать схему миллиамперметра с универсальным шунтом на три предела измерений: 5, 50 и 500 *ма*. Измеритель прибора—миллиамперметр М5—имеет данные: $I_и = 1$ *ма*, $R_и = 75$ *ом*.

Определить влияние прибора на измеряемый ток, если измерение на пределах 5 и 50 *ма* производится в цепях, в которых действует э. д. с. не менее 200 *в*, а на пределе 500 *ма*—в цепи накала лампы, питаемой от батареи накала с э. д. с. 6 *в*.

Ответ: $R_{ш.м} = 18{,}75$ *ом*; $R_{ш1} = 16{,}87$ *ом*; $R_{ш2} = 1{,}69$ *ом*; $R_{ш3} = 0{,}19$ *ом*; $U_{ма1} = 0{,}075$ *в*; $B_{ма1} = 0{,}037\%$; $U_{ма2} = 0{,}092$ *в*; $B_{ма2} = 0{,}046\%$; $U_{ма3} = 0{,}094$ *в*; $B_{ма3} = 1{,}6\%$.

Задача 2-3. По данным задачи 2-2 рассчитать трехпредельный миллиамперметр с переключаемыми шунтами: 1) для работы по схеме рис. 2-6,*а*; 2) для работы по схеме рис. 2-6,*б*.

Ответ: 1) $R_{ш1} = 18{,}75$ *ом*; $R_{ш2} = 1{,}53$ *ом*; $R_{ш3} = 0{,}15$ *ом*;

2) $R_{ш1} = 17{,}22$ *ом*; $R_{ш2} = 1{,}38$ *ом*: $R_{ш3} = 0{,}15$ *ом*.

2-4. Градуировка миллиамперметров магнитоэлектрической системы

Важным процессом при изготовлении измерительного прибора является его градуировка. Градуировка обычно заключается в нанесении на шкалу делений, которым придаются определенные значения, выраженные в единицах измеряемой величины.

Для миллиамперметров магнитоэлектрической системы, имеющих равномерные шкалы, основной задачей градуировки является установление соответствия конечного деления шкалы предельному значению измеряемой величины. Для этого показания изготовляемого прибора сравнивают с показаниями другого измерительного прибора, принимаемого за образцовый.

Принципиальная схема градуировки миллиамперметров приведена на рис. 2-9. Градуируемый прибор подключается к зажимам *1* и *2*. При помощи переменного сопротивления *R* в цепи, питаемой источником напряжения *U*, устанавливают по образцовому прибору *mA* предельное значение тока $I_п$ и отмечают точку шкалы, до которой отклоняется стрелка измерительного механизма *И*. Если градуируемый прибор имеет один предел, то за конечную точку шкалы может быть принята любая точка вблизи упора, ограничивающего перемещение стрелки. В многопредельных приборах такой произвольный выбор конца шкалы можно производить лишь на одном пределе, принимаемом за исходный.

Если стрелка при предельном значении измеряемого тока не находится на конечном делении шкалы, необходима регулировка прибора. В однопредельных приборах или на исходном пределе многопредельного прибора эта регулировка может быть проведена с помощью магнитного шунта. При отсутствии магнитного шунта регулировка проводится подгонкой сопротивлений шунтов. Если при предельном значении измеряемого тока стрелка не доходит до конечного деления, то сопротивление шунта $R_ш$ следует увеличить; при зашкаливании стрелки сопротивление шунта уменьшают.

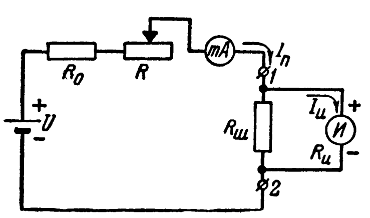


Рис. 2-9. Схема градуировки миллиамперметра.

При градуировке многопредельных миллиамперметров, работающих по схемам рис. 2-6,*б*, 2-7,*б* и 2-8, подгонку шунтов следует проводить в определенном порядке, начиная с шунта $R_{ш3}$, соответствующего наибольшему предельному току $I_{п3}$, затем подгоняются сопротивления шунтов $R_{ш2}$ и $R_{ш1}$.

Зная положение начального и конечного делений равномерной шкалы, легко определить положения всех промежуточных делений. Однако следует учитывать, что у некоторых магнитоэлектрических измерительных механизмов вследствие недостатков в их конструкции может не быть точной пропорциональности между угловым перемещением стрелки и величиной протекающего по рамке тока. Поэтому следует проверить градуировку шкалы в нескольких промежуточных точках, устанавливая сопротивлением R различные значения тока. Сопротивление R_0 служит для ограничения тока в цепи, если переменное сопротивление R окажется случайно выведенным.

Полученные опорные точки можно непосредственно нанести на поверхность шкалы остро отточенным карандашом. Если измерительный механизм имеет равномерную шкалу, выполненную в любых единицах, то данные градуировки используются для составления градуировочной таблицы.

Если старая шкала измерителя негодна, то градуировка прибора завершается изготовлением новой шкалы из плотной гладкой белой бумаги, наклеиваемой на место старой шкалы. Наклейку рекомендуется проводить казеиновым

клеем, который стоек к сырости и прочно скрепляет бумагу с металлом. Положение новой шкалы должно строго соответствовать положению шкалы, используемой при градуировке прибора.

Для избежания значительного возрастания погрешностей измерений при градуировке приборов следует придерживаться определенных правил:

1. Измерительный механизм должен находиться в том положении, при котором он эксплуатируется. Нормальное положение измерительного механизма на фабричных шкалах отмечается вертикальной, горизонтальной или наклонной стрелкой и его следует учитывать при конструировании прибора.

2. Градуировка должна проводиться при полностью собранном приборе. При нанесении отметок непосредственно на шкалу измерительного механизма с кожуха последнего снимают стекло.

3. Прибор, используемый в качестве образцового, должен быть возможно более высокого класса точности и иметь предел измерений, равный или близкий к пределу градуируемого прибора.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ИЗМЕРЕНИЕ ПОСТОЯННЫХ НАПРЯЖЕНИЙ

3-1. Общие сведения

Величины постоянных напряжений, действующих в различных цепях радиоаппаратуры, характеризуют режим работы этой аппаратуры. Поэтому потребность в измерении постоянных напряжений возникает весьма часто как при налаживании и эксплуатации аппаратуры, так и при ее ремонте и испытаниях. Приборы для измерения постоянных напряжений называют *вольтметрами постоянного тока.*

Вольтметр состоит из измерительного механизма *И* и соединенного с ним последовательно добавочного сопротивления $R_д$. Вольтметр включают параллельно исследуемому участку цепи (рис. 3-1); при этом на измерительном механизме падает лишь небольшая часть измеряемого напряжения, бóльшая часть которого гасится добавочным сопротивлением.

При подаче на зажимы вольтметра заданного предельного напряжения $U_п$ стрелка измерительного механизма

должна отклониться до конца шкалы. При этом добавочное сопротивление

$$R_д = \frac{U_п}{I_и} - R_и. \qquad (3\text{-}1)$$

Например, если вольтметр с пределом измерения $U_п = 100$ *в* работает с измерительным механизмом, имеющим данные $I_и = 100$ *мка* и $R_и = 800$ *ом*, то он должен иметь добавочное сопротивление

$$R_д = \frac{100}{0{,}0001} - 800 = 999\,200 \text{ ом} \approx 1 \text{ Мом}.$$

Включение вольтметра параллельно тому или иному участку цепи приводит к изменению сопротивления этого участка и, следовательно, к перераспределению напряжений. Поэтому показания вольтметра могут отличаться от напряжения, существовавшего на исследуемом участке до включения вольтметра. Это отличие будет тем больше, чем меньше *входное сопротивление вольтметра*:

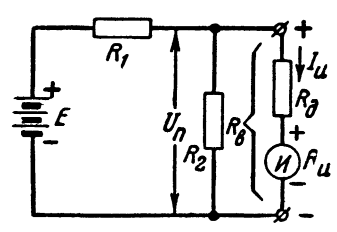


Рис. 3-1. Схема включения вольтметра.

$$R_в = R_д + R_и = \frac{U_п}{I_и} \qquad (3\text{-}2)$$

по сравнению с сопротивлением цепи $R_ц$ между точками подключения вольтметра. В общем случае влияние вольтметра на режим цепи характеризуется коэффициентом

$$B_в\% = \frac{R_ц}{R_ц + R_в} 100 = \frac{100}{1 + \frac{R_в}{R_ц}}. \qquad (3\text{-}3)$$

Рассмотрим в качестве примера схему рис. 3-1. При измерении напряжения на сопротивлении R_2 сопротивление цепи

$$R_ц = \frac{R_2 R_1}{R_2 + R_1}.$$

Если взять $R_1 = 0$, то $R_ц = 0$ и $B_в = 0$, т. е. подключение любого вольтметра не изменит напряжения на зажимах сопротивления R_2, равного э. д. с. источника E. Если же $R_1 \neq 0$ (оно может являться внутренним сопротивлением источника), то включение вольтметра приведет к уменьшению напряжения на сопротивлении R_2 и тем

большему, чем меньше отношение $R_в/R_ц$. Например, при $R_в/R_ц = 1$ $B_в = 50\%$, т. е. включение вольтметра уменьшает напряжение на сопротивлении R_2 вдвое. Если ограничить допустимое падение напряжения величиной 5%, то необходимо иметь соотношение $R_в/R_ц \geqslant 19$.

Входное сопротивление вольтметра возрастает с увеличением предельного измеряемого напряжения $U_п$. Поэтому сравнительную оценку качества вольтметров с различными пределами измерения в отношении влияния на режим цепей принято производить по величине их входного сопротивления, приходящегося на 1 *в* предельного измеряемого напряжения и равного

$$\frac{R_в}{U_п} = \frac{1}{I_и}. \qquad (3\text{-}4)$$

Эта величина для каждого вольтметра численно равна величине его входного сопротивления при пределе измерения 1 *в*. Из формулы видно, что при одинаковом пределе измерений большее входное сопротивление имеет вольтметр, измерительный механизм которого чувствительнее. Например, для вольтметра, имеющего измерительный механизм с током полного отклонения $I_и = 1$ *ма*, входное сопротивление составляет 1 000 *ом/в*, в то время как применение измерительного механизма на 200 *мка* приводит к возрастанию входного сопротивления до 5 000 *ом/в*. На пределе 100 *в* первый вольтметр будет иметь входное сопротивление 100 *ком*, а второй — 500 *ком*.

3-2. Вольтметры магнитоэлектрической системы

Для измерения постоянных напряжений применяют вольтметры с магнитоэлектрическими измерительными механизмами.

Вольтметры с малочувствительными измерительными механизмами, для которых $I_и = 1 \div 10$ *ма*, имеют входное сопротивление $1\,000 \div 100$ *ом/в*; они пригодны для измерения напряжений лишь на зажимах источников питания с малым внутренним сопротивлением и на сопротивлениях небольшой величины, например на нитях накала радиоламп, сопротивлениях смещения в цепи катодов и т. д. Вольтметры с высокочувствительными измерительными механизмами, для которых $I_и = 50 \div 200$ *мка*, имеющие входное сопротивление $20\,000 \div 5\,000$ *ом/в*, в большинстве случаев пригодны для измерения напряжений в анодных и экранных цепях.

Добавочные сопротивления вольтметров магнитоэлектрической системы обычно изготовляют из манганиновой или константановой проволоки. Вольтметры с проволочными сопротивлениями имеют ничтожно малую температурную погрешность, так как изменение сопротивления рамки измерителя под воздействием температуры будет незначительно влиять на величину входного сопротивления вольтметра. Добавочные сопротивления наматываются отдельными секциями на плоские или круглые каркасы из изоляционного материала, допускающего длительный нагрев до 60—80°, например сухого дерева, пропитанного масляным лаком, эбонита, гетинакса, текстолита, керамики и т. д. Для избежания пробоя между отдельными витками необходимо, чтобы падение напряжения на одной секции не превышало 100 *в* при использовании провода марок ПШД и ПЭШО и 60 *в* при проводе ПШО.

В вольтметрах с небольшими пределами измерений (до 100 *в*) добавочное сопротивление обычно помещают внутри кожуха прибора. Добавочные сопротивления высоковольтных вольтметров размещаются снаружи.

Применение проволочных сопротивлений больших величин (от десятков килоом и выше) нерационально, так как стоимость и габариты таких сопротивлений оказываются большими. Поэтому в высоковольтных вольтметрах находят применение непроволочные добавочные сопротивления, например типа ВС или МЛТ, которые мало подвержены влиянию времени и температуры. Эти сопротивления при измерении напряжения $U_п$ должны рассеивать мощность

$$P_д = I_и^2 R_д. \qquad (3\text{-}5)$$

Учитывая возможность кратковременных перегрузок вольтметра, желательно, чтобы допустимая мощность рассеяния выбранных сопротивлений в 2—3 раза превышала величину, рассчитанную по формуле (3-5).

Точность показаний вольтметра магнитоэлектрической системы определяется точностью измерительного механизма и точностью подбора нужной величины добавочного сопротивления. Поэтому при изготовлении вольтметра добавочное сопротивление нужно подбирать возможно точнее, производя его измерения, например, мостовым методом.

Получение непроволочного сопротивления требуемой величины облегчается, если его составить из двух или большего числа последовательно соединенных сопротивлений. Предположим, что необхо-

димая величина $R_д = 98$ *ком*. Тогда из сопротивлений на 100 *ком*, имеющих, например, допуск в 10%, подбираем с помощью измерительного прибора такое, которое было бы несколько меньше 98 *ком*. Пусть это сопротивление, измеренное прибором с точностью 2%, равно 92 *ком*. Тогда в качестве второго сопротивления следует взять сопротивление 6 *ком*. Если даже последнее имеет значительный допуск по точности, например в 10%, то общее сопротивление будет отличаться от требуемой величины 98 *ком* не более чем на 2,5%.

Входные зажимы (или гнезда) вольтметра монтируются на панели из изоляционного материала или металла. В последнем случае зажимы изолируют от панели с помощью керамических или эбонитовых втулок.

Чем больше предельное измеряемое напряжение и входное сопротивление вольтметра, тем лучше должна быть изоляция между входными зажимами (гнездами). При малом сопротивлении изоляции возможна значительная утечка тока между зажимами. Улучшение изоляции достигается применением высококачественных изоляционных материалов и увеличением расстояния между зажимами.

3-3. Многопредельные вольтметры магнитоэлектрической системы

Для обеспечения достаточно высокой точности измерений в широком диапазоне напряжений вольтметр должен иметь несколько пределов; каждому значению предельного напряжения $U_п$ соответствует определенная величина до-

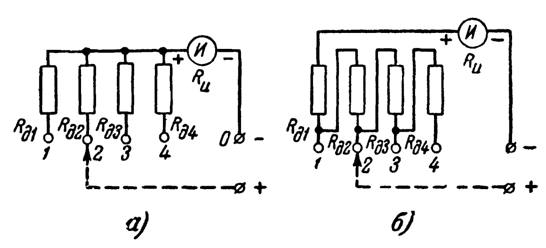


Рис. 3-2. Схемы многопредельных вольтметров.

бавочного сопротивления $R_д$, рассчитанная по формуле (3-1).

Многопредельный вольтметр может быть осуществлен в двух основных вариантах. На рис. 3-2,*а* приведена схема вольтметра с отдельными добавочными сопротивлениями для каждого предела. Схема рис. 3-2,*б* характерна тем, что в состав добавочного сопротивления каждого предела входят добавочные сопротивления более низковольтных преде-

лов; недостатком ее является то, что при выходе из строя одного из сопротивлений вольтметр может перестать работать на всех или нескольких пределах. Переключение пределов измерений в обеих схемах может осуществляться как с помощью переключателя, так и посредством системы гнезд.

Наименьшая погрешность измерения напряжения получается при использовании предела, при котором отсчет производится возможно ближе к концу шкалы. Однако с целью уменьшения влияния вольтметра на исследуемую цепь иногда приходится выбирать предел измерений с большим входным сопротивлением, мирясь с необходимостью отсчета в средней или даже в начальной части шкалы.

С помощью многопредельного вольтметра даже со сравнительно малым входным сопротивлением можно довольно точно определить напряжения на отдельных участках схем, в состав которых входят линейные сопротивления (сопротивления, величина которых не зависит от величины приложенного к ним напряжения). Для этого напряжение на требуемом участке измеряют на двух смежных пределах U_{n1} и U_{n2} (считаем $U_{n2} > U_{n1}$) и получают соответственно два результата измерений U_1 и U_2. Действующее на участке схемы напряжение определяется по формуле

$$U_x = U_2 \frac{N-1}{N-\frac{U_2}{U_1}}, \qquad (3\text{-}6)$$

где $N = \frac{U_{n2}}{U_{n1}}$ — переходный коэффициент. Например, если вольтметр, имеющий $N = 10$, при измерении напряжения на двух смежных пределах дает показания $U_1 = 100$ *в* и $U_2 = 230$ *в*, то действительное напряжение

$$U_x = 230 \frac{10-1}{10-2,3} = 269 \text{ в}.$$

Результаты расчета могут оказаться неправильными, если в состав схемы входят нелинейные элементы (радиолампы, полупроводники и т. д.), сопротивление которых зависит от подводимого к ним напряжения.

Задача 3-1. Рассчитать вольтметр по схеме рис. 3-2,*б* на три предела измерений: 10, 100 и 1 000 *в*. В качестве измерительного механизма вольтметра взять микроамперметр М592, имеющий следующие данные: $I_u = 0,5$ *ма*, $R_u = 500$ *ом*.

Решение

1. Добавочное сопротивление предела $U_{n1} = 10$ *в* по формуле (3-1)

$$R_{д1} = \frac{U_{n1}}{I_u} - R_u = \frac{10}{0,5 \cdot 10^{-3}} - 500 = 19\,500 \text{ ом}.$$

Для изготовления сопротивления берем манганиновую проволоку, необходимый диаметр которой рассчитываем по формуле (2-5), считая $I_n = I_u$:

$$d \geqslant 0{,}92\sqrt{I_u} = 0{,}92\sqrt{0{,}5\cdot 10^{-3}} = 0{,}02 \text{ мм.}$$

Наименьший диаметр выпускаемой промышленностью проволоки равен 0,03 *мм*. Исходя из последней величины, ориентировочную длину проволоки находим по формуле (2-6) (вместо $R_ш$ подставляя $R_д$):

$$l_1 = (1{,}5 \div 1{,}9)\, d^2 R_{д1} = (1{,}5 \div 1{,}9)\cdot 0{,}0009\cdot 19\,500 = 26{,}3 \div 33{,}4 \text{ м.}$$

2. Для предела $U_{п2} = 100$ *в*

$$R_{д1} + R_{д2} = \frac{U_{п2}}{I_u} - R_u = \frac{100}{0{,}5\cdot 10^{-3}} - 500 = 199\,500 \text{ ом,}$$

$$R_{д2} = (R_{д1} + R_{д2}) - R_{д1} = 199\,500 - 19\,500 = 180\,000 \text{ ом} = 180 \text{ ком.}$$

Сопротивление $R_{д2}$ берем непроволочным. При токе полного отклонения I_u мощность, рассеиваемая на нем, достигает значения

$$P_{д2} = I_u^2 R_{д2} = (0{,}5\cdot 10^{-3})^2\cdot 180\,000 = 0{,}045 \text{ вт.}$$

Выбираем сопротивление $R_{д2}$ на допустимую мощность рассеивания 0,25 *вт*.

3. Для предела $U_{п3} = 1\,000$ *в*

$$R_{д1} + R_{д2} + R_{д3} = \frac{U_{п3}}{I_u} - R_u = \frac{1\,000}{0{,}5\cdot 10^{-3}} \cdot 500 = 1\,999\,500 \text{ ом,}$$

$$R_{д3} = 1\,999\,500 - 199\,500 = 1\,800\,000 \text{ ом} = 1{,}8 \text{ Мом.}$$

Мощность рассеяния на сопротивлении $R_{д3}$ при токе I_u

$$P_{д3} = I_u^2 R_{д3} = (0{,}5\cdot 10^{-3})^2\cdot 1\,800\,000 = 0{,}45 \text{ вт.}$$

Сопротивление $R_{д3}$ следует брать на допустимую мощность рассеяния не менее 1 *вт*. При изготовлении его из нескольких последовательно соединенных сопротивлений допустимая мощность рассеяния составляющих сопротивлений может быть взята меньшей величины.

Задача 3-2. Рассчитать вольтметр с отдельными добавочными сопротивлениями, работающий по схеме рис. 3-2,*а*, на четыре предела измерений: 10, 50, 200 и 1 000 *в*. В качестве измерительного механизма применить миллиамперметр М41, имеющий данные $I_u = 1$ *ма*, $R_u = 75$ *ом*.

Ответ: $R_{д1} = 9\,925$ *ом*; $R_{д2} \approx 50$ *ком*; $R_{д3} = 200$ *ком*; $R_{д4} = 1$ *Мом*.

3-4. Градуировка вольтметров магнитоэлектрической системы

Градуировка вольтметров производится на основе принципов, изложенных в § 2-4. Схема градуировки приведена на рис. 3-3. При градуировке с помощью потенциометра R

устанавливают по образцовому вольтметру V_0 предельное значение напряжения $U_п$ и отмечают точку шкалы, до которой отклоняется стрелка градуируемого вольтметра V. Регулировка выбранного предела проводится магнитным шунтом или изменением величины добавочного сопротивления. Если при установлении предельного значения измеряемого напряжения стрелка градуируемого вольтметра не доходит до конечного деления шкалы, добавочное сопротивление $R_д$ следует уменьшить; при зашкаливании стрелки сопротивление увеличивают. Градуировку шкалы проверяют в нескольких промежуточных точках.

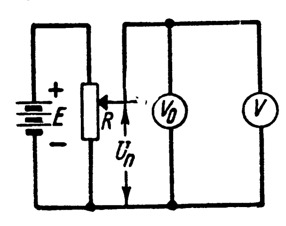


Рис. 3-3. Схема градуировки вольтметра.

При градуировке многопредельного вольтметра, работающего по схеме рис. 3-2,*б*, подгонку добавочных сопротивлений производят в следующем порядке: $R_{д1}$, $R_{д2}$, $R_{д3}$, $R_{д4}$.

3-5. Компенсационный метод измерения постоянных напряжений

Входное сопротивление вольтметров магнитоэлектрической системы даже при использовании высокочувствительных измерительных механизмов в ряде случаев оказывается недостаточным для точного определения величины анодных и экранных напряжений, и в особенности, напряжений, приложенных к управляющим сеткам радиоламп. Значительно более точные результаты могут быть получены при измерении этих напряжений компенсационным методом.

Компенсационный метод измерения основан на уравновешивании (компенсации) действия на измерительный прибор всего или части измеряемого напряжения напряжением от специального дополнительного источника постоянного тока. При этом методе измерительный прибор играет роль только индикатора состояния равновесия (компенсации).

При одном варианте компенсационного метода, когда уравновешивается все измеряемое напряжение, индикатор *И* (рис. 3-4), включенный между ползунком потенциометра с сопротивлением $R_{км}$ и одним из входных зажимов, оказывается под действием направленных навстречу друг другу напряжений: измеряемого напряжения U_x, поданного на входные зажимы с соблюдением указанной на зажимах

полярности, и напряжения $U_к$, снимаемого с нижней части потенциометра, имеющей сопротивление $R_к$. При этом к потенциометру через выключатель $B_к$ подведено постоянное напряжение U от дополнительного источника.

Через индикатор будет протекать ток, направление которого зависит от того, какое из приложенных напряжений больше. Перемещением ползунка потенциометра можно добиться уменьшения тока через индикатор до нуля; это имеет место при равенстве напряжений $U_к$ и U_x.

Таким образом, при уравновешенной схеме

$$U_x = U_к = \frac{R_к}{R_{км}} U. \qquad (3\text{-}7)$$

При постоянном и известном напряжении дополнительного источника U напряжение $U_к$ целиком определяется отношением сопротивлений $R_к/R_{км}$. Следовательно, потенциометр можно снабдить шкалой, проградуированной непосредственно в значениях измеряемых напряжений U_x. Отсчет по шкале будет определяться установкой указателя, связанного с ползунком потенциометра. Максимально возможное значение напряжения, измеряемого этим способом, равно напряжению на зажимах источника U. Наименьшее измеряемое напряжение ограничивается ценой деления шкалы и в зависимости от размеров последней составляет от 2 до 5% от U. Шкала потенциометра имеет равномерный характер, и поэтому относительная точность измерений к ее концу возрастает.

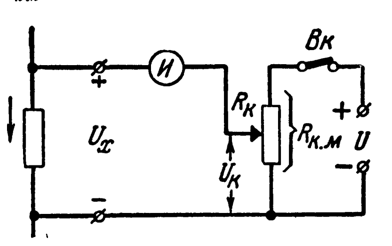


Рис. 3-4. Компенсационная схема измерения постоянных напряжений, меньших напряжения дополнительного источника U.

Чем меньше сопротивление потенциометра $R_{км}$, тем больший ток потребляется от источника питания; при использовании сухих или аккумуляторных батарей это ведет к ускорению их разряда. Однако и слишком большое сопротивление $R_{км}$ недопустимо вследствие того, что при весьма малом токе, протекающем через индикатор при неуравновешенной схеме, резко понизится точность установки поло-

жения равновесия. С последней точки зрения сопротивление потенциометра следует ограничивать величиной

$$R_{км} \leq \frac{U}{I_и}. \qquad (3\text{-}8)$$

При необходимости измерения больших напряжений измерительную схему питают от стабилизированного выпрямителя, позволяющего получить стабильное выпрямленное напряжение порядка нескольких сотен вольт.

Входное сопротивление измерительной схемы в момент измерения определяется точностью установки на нуль индикатора, т. е. величиной протекающего через него тока. Если этот ток точно равен нулю, то входное сопротивление практически неограниченно велико.

Основным достоинством этого варианта компенсационного метода измерения является практически полное отсутствие влияния измерительной схемы на режим исследуемых цепей. Кроме того, точность измерений не зависит от класса точности индикатора, а определяется чувствительностью индикатора и точностью градуировки потенциометра.

В качестве индикатора целесообразно использовать внеклассный высокочувствительный прибор с двусторонней шкалой малых размеров. При отсутствии индикатора с двусторонней шкалой может быть применен индикатор с односторонней шкалой; в этом случае корректором несколько смещают к центру нулевое положение стрелки. При желании одностороннюю шкалу индикатора можно преобразовать в двустороннюю; для этого вынимают измерительный механизм индикатора из кожуха и поворотом диска, к которому прикреплена задняя спиральная пружина, устанавливают стрелку на середину шкалы.

При измерении напряжения при помощи этого варианта компенсационного метода удобно пользоваться схемой рис. 3-5. С целью расширения предела измерений в сторону малых напряжений последовательно с потенциометром $R_{к1}$ включены постоянные сопротивления $R_{к2} \div R_{к5}$, образующие вместе с переключателем $П_1$ ступенчатый делитель напряжений. Обычно все сопротивления $R_{к1} \div R_{к5}$ выбираются одинаковой величины. Если делитель состоит из n сопротивлений, то напряжение, падающее на каждом сопротивлении, равно $\frac{U}{n}$. Шкала потенциометра $R_{к1}$ градуируется на это напряжение. Величина напряжения U_x определяется

как сумма показаний, отсчитываемых по шкалам переключателя $П_1$ и потенциометра $R_{к1}$. Чем большее число сопротивлений входит в состав делителя, тем меньшие напряжения можно измерять и тем выше точность измерений.

При неуравновешенной схеме через индикатор может проходить значительный ток, опасный для его рамки.

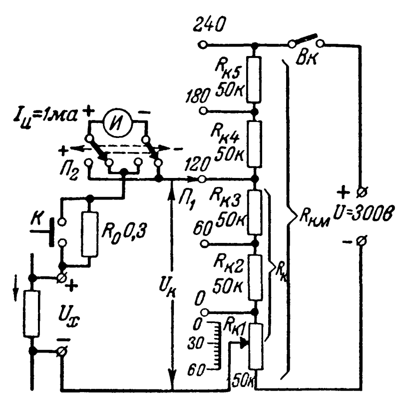


Рис. 3-5. Многопредельная компенсационная схема измерения напряжений, меньших напряжения дополнительного источника U.

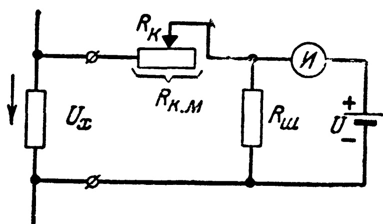


Рис. 3-6. Компенсационная схема измерения напряжений, больших напряжения дополнительного источника U.

Для ограничения этого тока служит сопротивление R_o, определяемое по формуле

$$R_o \geqslant \frac{U}{I_u}. \qquad (3\text{-}9)$$

После предварительного грубого уравновешивания схемы нажимают кнопку K и этим закорачивают сопротивление R_o, затем потенциометром $R_{к1}$ более точно устанавливают стрелку индикатора на нуль.

Для повышения точности установки положения равновесия схема иногда дополняется переключателем $П_2$, позволяющим изменять полярность включения индикатора в цепь; перевод переключателя из одного положения в другое не должен вызывать заметного перемещения стрелки.

Недостатком рассмотренной схемы является необходимость в стабильном дополнительном источнике питания. Этот недостаток может быть частично устранен при сочетании компенсационной схемы с вольтметром, измеряющим напряжение компенсации $U_к = U_x$. В схеме вольтметра иногда используют индикатор установки, который после достижения равновесия включают последовательно с доба-

вочным сопротивлением для непосредственного измерения напряжения $U_к$.

Другой вариант компенсационного метода применяется для измерения напряжений, превышающих напряжение U дополнительного источника. При этом (рис. 3-6) измеряемое напряжение подается на высокоомный делитель напряжения, состоящий из реостата $R_к$ и сопротивления $R_ш$. С помощью реостата $R_к$, на котором гасится часть напряжения U_x, добиваются равновесия схемы; это будет иметь место тогда, когда падение напряжения на сопротивлении $R_ш$ станет равным U.

Реостат $R_к$ может быть снабжен равномерной шкалой, проградуированной в значениях измеряемых напряжений U_x.

3-6. Ламповые вольтметры постоянного тока. Принцип действия

Применение электронной лампы для измерения постоянных напряжений позволяет создать вольтметр, потребляющий ничтожно малый ток от исследуемой цепи.

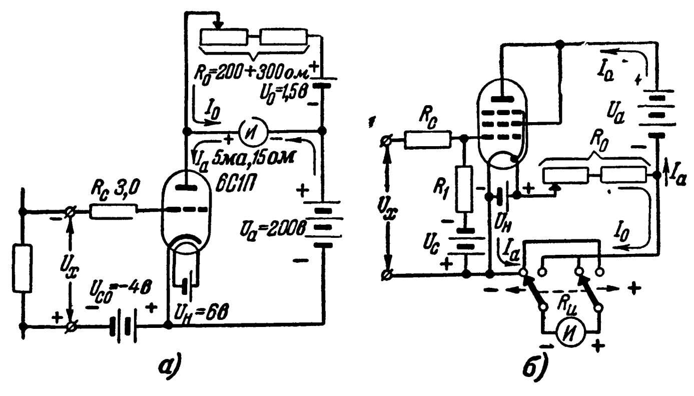


Рис. 3-7. Простейшие схемы ламповых вольтметров постоянного тока.

Простейшая схема лампового вольтметра постоянного тока приведена на рис. 3-7, *а*. На управляющую сетку триода, анодносеточная характеристика и характеристика сеточного тока которого изображены на рис. 3-8, через участок цепи, напряжение на котором измеряется, подается отрицательное смещение U_{c0}, сдвигающее рабочую точку влево в

область, где сеточные токи равны нулю. Если измеряемое напряжение $U_x = 0$, то через прибор магнитоэлектрической системы *И* будет протекать ток „покоя“ $I_{u0} = I_{a0} - I_0$. Такой прибор, измеряющий не определяемую величину, а ток или напряжение в какой-либо цепи измерительной схемы, как указывалось выше, называют измерителем.

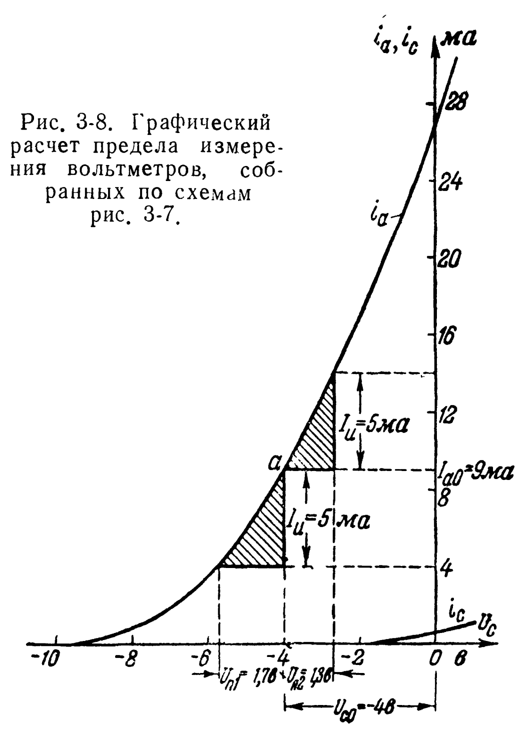


Рис. 3-8. Графический расчет предела измерения вольтметров, собранных по схемам рис. 3-7.

При подаче на сетку напряжения U_x в зависимости от полярности последнего происходит увеличение или уменьшение анодного тока I_a и, следовательно, тока, протекающего через измеритель. Это позволяет снабдить измеритель шкалой, проградуированной в значениях U_x.

Наличие тока I_{a0} ограничивает абсолютную величину измеряемых вольтметром напряжений и препятствует применению в качестве измерителей высокочувствительных приборов, необходимых для измерения малых напряжений. Поэтому в ламповых вольтметрах ток I_{a0} обычно уменьшают практически до нуля.

В большинстве ламповых вольтметров компенсация тока I_{a0} производится пропусканием через измеритель компенсирующего тока I_0, равного по величине, но противоположного по направлению току I_{a0}. В схеме рис. 3-7,*а* источником компенсирующего тока является элемент, создающий напряжение U_0. Проверка компенсации проводится перед началом измерений установкой стрелки измерителя на нуль шкалы. Эта установка осуществляется изменением сопротивления R_0, максимальную величину которого следует выбирать из условия

$$R_{0м} \geqslant \frac{1,2U_0}{I_{a0}}. \tag{3-10}$$

Величина сопротивления R_0 должна значительно превышать внутреннее сопротивление измерителя, чтобы не снижать заметно чувствительность последнего. Увеличение требуемой величины сопротивления R_0 достигается повышением напряжения U_0. С целью ограничения компенсирующего тока часть сопротивления R_0 выполняется постоянной.

В схеме рис. 3-7, *а* при установке нуля входные зажимы U_x должны быть замкнуты. При размыкании зажимов смещение U_{c0} перестает подаваться на сетку лампы, что вызывает резкое изменение анодного тока, опасное для измерителя. Поэтому входную цепь вольтметра обычно выполняют по схеме рис. 3-7, *б*, т. е. смещение на сетку подают постоянно через сопротивление R_1 порядка десятков мегом, большая величина которого позволяет сохранить высокое входное сопротивление вольтметра. Особенностью схемы рис. 3-7, *б* является также включение измерителя в цепи минуса анодной батареи U_a, что позволяет использовать для компенсации тока покоя постоянное напряжение накала $U_н$.

Полярность включения измерителя в анодную цепь лампы определяет полярность измеряемых вольтметром напряжений. При полярности измерителя, указанной на схемах рис. 3-7, вольтметр будет измерять напряжения, подводимые к сетке отрицательным полюсом и вызывающие уменьшение анодного тока лампы. Такой вольтметр при любой величине измеряемого напряжения будет работать без сеточных токов; его входное сопротивление будет в основном определяться суммой сопротивлений R_c+R_1, сопротивлением изоляции между сеточным и катодным штырьками лампо-

вой панельки, а также между входными зажимами прибора. Величина входного сопротивления может достигать десятков и даже сотен мегом. Кроме того, в подобных схемах возможная перегрузка вольтметра вызывает ток в измерителе, не превышающий величины тока $I_0 = I_{a0}$, так как уменьшение анодного тока под действием отрицательного входного напряжения возможно только до нуля.

При полярности измерителя, обратной показанной на схемах, вольтметр может измерять положительные напряжения. Такой вольтметр чувствителен к перегрузкам, и при чрезмерно большой величине измеряемого напряжения возрастание анодного тока может привести к порче измерителя. Кроме того, при значениях U_x, близких к напряжению смещения U_{c0} или превышающих его, появляется сеточный ток, вызывающий резкое уменьшение входного сопротивления вольтметра. Поэтому лучше делать вольтметр, рассчитанный на измерение отрицательных напряжений. Для ограничения перегрузки прибора при случайной подаче на входные зажимы большого положительного напряжения в цепь сетки включают сопротивление R_c порядка нескольких мегом.

Вольтметры, рассчитанные на измерение как отрицательных, так и положительных напряжений, снабжаются переключателем, позволяющим изменять полярность включения измерителя, как это показано на рис. 3-7,*б*.

Чтобы определить предельные значения измеряемых напряжений U_n, на отрезке анодно-сеточной характеристики лампы, прилегающем к рабочей точке *а*, строят прямоугольный треугольник, вертикальный катет которого берут численно равным току полного отклонения измерителя I_u; второй катет определяет искомое значение U_n. Из треугольников, построенных на рис. 3-8, видно, что для рассматриваемой схемы вольтметра при $I_u = 5$ *ма* предельные значения отрицательного и положительного измеряемых напряжений соответственно равны $U_{n1} = -1,7$ *в* и $U_{n2} = +1,3$ *в*. Следовательно, для измерения напряжений различных знаков вольтметр должен иметь две самостоятельные шкалы. Применение для отсчета одной шкалы возможно лишь при выборе рабочей точки на прямолинейном участке характеристики, высокочувствительном измерителе и малом, порядка десятых долей вольта, пределе измерений.

Таким образом, в основе действия большинства ламповых вольтметров постоянного тока

лежит зависимость анодного тока радиолампы от напряжения на ее управляющей сетке. В таких вольтметрах применяются обычно триоды; многосеточные лампы применяются реже и, как правило, при триодном включении.

3-7. Ламповые вольтметры постоянного тока с отрицательной обратной связью

Простейшие схемы вольтметров (рис. 3-7) имеют ряд недостатков: ограниченный предел измерений, нелинейность шкалы, большую погрешность измерений при отклонении напряжений питания от расчетных значений.

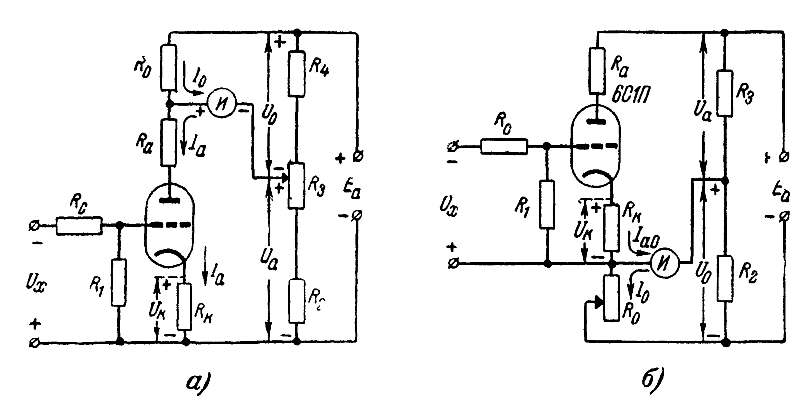


Рис. 3-9. Схемы ламповых вольтметров постоянного тока с отрицательной обратной связью.

На рис. 3-9 приведены схемы вольтметров, качественные показатели которых улучшены посредством включения анодной нагрузки и применения отрицательной обратной связи. Для этой цели в анодной и катодной цепях лампы включены сопротивления соответственно $R_а$ и $R_к$, общая величина которых для различных схем лежит в пределах от сотен ом до сотен килоом. Анодный ток создает на сопротивлении $R_к$ падение напряжения $U_к = -I_а R_к$, которое через сопротивление R_1 подается на сетку лампы в качестве отрицательного смещения $U_{с0}$. Сопротивление $R_а$ служит для дополнительного увеличения анодной нагрузки и в частном случае оно может быть равно нулю.

Напряжение U_a, действующее в анодной цепи лампы, снимается с делителя напряжения, включенного параллельно источнику анодного питания; это позволяет использовать последний для установки нуля измерителя. Общее сопротивление делителя $R_2 + R_3 + R_4$ обычно не превышает нескольких десятков килоом.

Таким образом, сопротивление анодной нагрузки лампы, которое обозначим через $R_{а\,к}$, в общем случае слагается

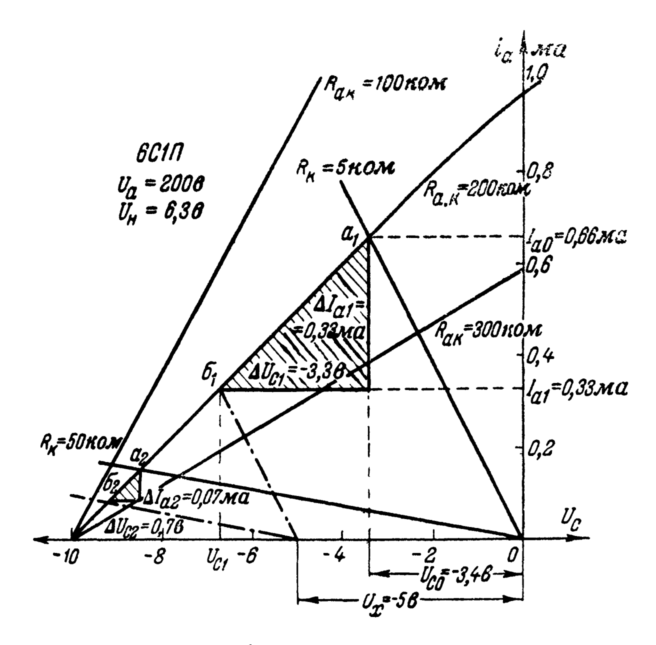


Рис. 3-10. Определение рабочего режима вольтметра по его динамической характеристике и характеристике обратной связи.

из сопротивлений измерителя, схемы питания, $R_а$ и $R_к$. Для каждого данного значения $R_{а.к}$ зависимость анодного тока триода от напряжения на его сетке выражается соответствующей *динамической характеристикой.* С увеличением $R_{а.к}$ эти характеристики (рис. 3-10) спрямляются и становятся более пологими. На рис. 3-10 прямыми наклонными линиями, проходящими через начало координат, для различных значений сопротивлений $R_к$ представлены *характеристики обратной связи*, выражающие зависимость на-

пряжения смещения на управляющей сетке от анодного тока лампы и определяемые формулой

$$U_{c0} = U_{к} = -I_{a} R_{к}. \qquad (3\text{-}11)$$

Чем больше сопротивление $R_{к}$, тем сильнее наклонены характеристики обратной связи к горизонтальной оси.

Предположим, что $R_{а.к} = 200$ *ком*, а $R_{к} = 5$ *ком* (соответствующие характеристики приведены на рис. 3-10). Так как рабочий режим вольтметра при отсутствии измеряемого напряжения должен одновременно удовлетворять как динамической характеристике, так и характеристике обратной связи, то точка пересечения этих характеристик a_1 определяет исходное смещение на управляющей сетке $U_{c0} = -3{,}4$ *в* и соответствующий ему анодный ток $I_{a0} = 0{,}66$ *ма*.

Измеряемое напряжение U_x, поданное на сетку лампы, вызывает изменение ее анодного тока. При отрицательном напряжении U_x анодный ток уменьшается, что приводит к уменьшению напряжения U_c, подаваемого на сетку лампы с сопротивления $R_{к}$. При положительном U_x вследствие увеличения анодного тока отрицательное смещение возрастает. Следовательно, при измерении напряжения U_x напряжение на сетке изменяется на величину, меньшую чем U_x.

При подаче напряжения U_x характеристика обратной связи вольтметра определяется формулой

$$U_c = -I_a R_{к} + U_x. \qquad (3\text{-}12)$$

Новая характеристика оказывается смещенной по горизонтали параллельно исходной характеристике, проходящей через начало координат, на величину U_x. Пересечение новой характеристики обратной связи, изображенной на рис. 3-10 штрих-пунктиром для $U_x = -5$ *в*, с динамической характеристикой в точке $б_1$ определяет новые величины смещения $U_{c1} = -6{,}7$ *в* и анодного тока $I_{a1} = 0{,}33$ *ма*.

Из рис. 3-10 видно, что при $R_{к} = 5$ *ком* напряжение $U_x = -5$ *в* приводит к изменению напряжения на сетке на величину $\Delta U_{c1} = -3{,}3$ *в* при одновременном уменьшении анодного тока на величину $\Delta I_{a1} = 0{,}33$ *ма*. На том же рисунке проведено соответствующее построение для сопротивления $R_{к} = 50$ *ком*. В этом случае напряжение на сетке

при том же $U_x = -5$ *в* изменяется всего на $-0{,}7$ *в* при уменьшении анодного тока на 0,07 *ма*. Следовательно, увеличение сопротивления $R_к$ уменьшает чувствительность вольтметра. Это, с одной стороны, создает возможность расширения предела измерений в сторону больших сопротивлений, а, с другой стороны, делает режим работы вольтметра более стабильным, уменьшая зависимость показаний от возможных колебаний напряжений питания и изменения

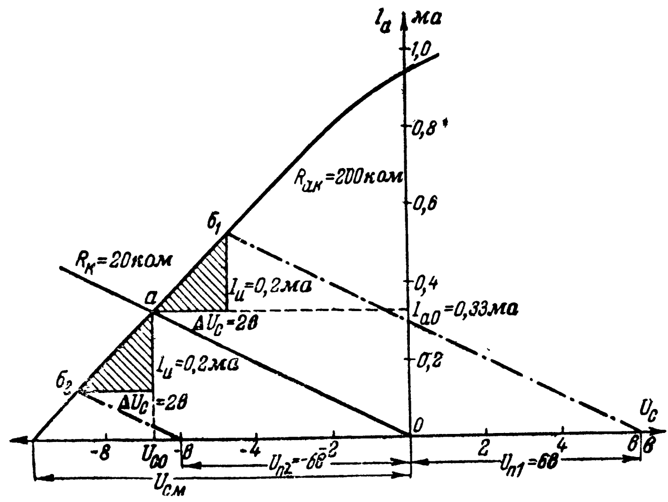


Рис. 3-11. Графический расчет пределов измерений вольтметров, собранных по схемам рис. 3-9.

параметров лампы при ее старении или замене, так как понижение анодного тока, вызванное уменьшением анодного напряжения, напряжения накала или крутизны лампы частично компенсируется уменьшением смещения на сетке лампы.

При известных сопротивлениях $R_{ак}$ и $R_к$ и выбранном измерителе предел измерений вольтметра имеет вполне определенное значение. Графический метод нахождения этого предела для вольтметра, работающего на лампе 6С1П с измерителем на 0,2 *ма* при сопротивлениях $R_{а.к} = 200$ *ком* и $R_к = 20$ *ком*, показан на рис. 3-11. Пересечение динамической характеристики и характеристики обратной связи дает рабочую точку *а*, которая характеризуется смещением $U_{c0} = -I_{a0} R_к = -6{,}7$ *в* и током $I_{a0} = 0{,}33$ *ма*. Из точки *а*

на отрезках динамической характеристики $аб_1$ и $аб_2$ строим прямоугольные треугольники, вертикальные катеты которых берем равными току полного отклонения $I_и = 0{,}2$ *ма*. Тогда вторые катеты окажутся численно равными максимальному изменению смещения на сетке лампы $\Delta U_с$, имеющему место при измерении предельного напряжения $U_п$. Из вершин треугольников $б_1$ и $б_2$ проводим штрих-пунктирные прямые, параллельные исходной характеристике обратной связи *Оа*. В точке пересечения правой прямой с горизонтальной осью отсчитываем предельное положительное измеряемое напряжение $U_{п1} = 6$ *в*; в точке пересечения левой прямой с горизонтальной осью отсчитываем предельное отрицательное измеряемое напряжение $U_{п2} = -6$ *в*. Пределы измерений можно также подсчитать по формуле

$$U_п = \Delta U_с \pm I_и R_к, \tag{3-13}$$

где знак при слагаемом $I_и R_к$ берется одинаковым со знаком приращения $\Delta U_с$.

Анализ формулы показывает, что вольтметр будет иметь наименьший предел измерений, равный $\Delta U_с$ при отсутствии отрицательной обратной связи, т. е. при $R_к = 0$. Значение этого предела уменьшается с увеличением крутизны динамической характеристики (т. е. с уменьшением сопротивления $R_{а.к}$) и с повышением чувствительности измерителя (т. е. с уменьшением тока $I_и$).

Предел измерений вольтметра увеличивается с возрастанием сопротивления $R_к$, т. е. с усилением отрицательной обратной связи и с понижением чувствительности измерителя. Однако при работе вольтметра по схемам рис. 3-9 максимальный отрицательный предел измерений ограничивается напряжением, соответствующим началу динамической характеристики (на рис. 3-11 $U_{с\,м} = -10$ *в*), в то время как максимальный положительный предел измерений может быть получен порядка сотен вольт.

При выбранном пределе измерений $U_п$ необходимая величина катодного сопротивления определяется формулой

$$R_к = \left| \frac{U_п - \Delta U_с}{I_и} \right|. \tag{3-14}$$

Например, при $I_и = 0,5$ *ма* и $\Delta U_c = 5$ *в* для получения предела $U_п = 50$ *в* надо взять сопротивление

$$R_к = \frac{50 - 5}{0,5 \cdot 10^{-3}} = 90\,000 \text{ ом} = 90 \text{ ком}.$$

Для компенсации в измерителе тока I_{a0} в схемы вольтметров введены цепи компенсации, сопротивление которых R_0 подсчитывается по формуле

$$R_0 = \frac{U_0}{I_{a0}}, \tag{3-15}$$

где U_0 — расчетное напряжение компенсации, снимаемое с части делителя напряжения.

Установка нуля может проводиться различными способами, например изменением напряжения U_0 с помощью по-

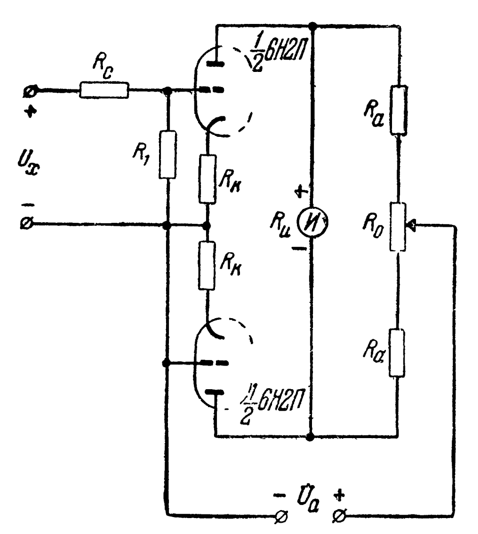


Рис. 3-12. Схема двухлампового вольтметра постоянного тока.

тенциометра R_3, как это показано на схеме рис. 3-9,*а*, или изменением сопротивления R_0, как это показано на схеме рис. 3-9,*б*. Эти схемы представляют собой мосты постоянного тока, в одну диагональ которых включен источник анодного питания, а в другую измеритель[1]. В одно из плеч

[1] О принципе действия мостов постоянного тока см. § 4-11.

этих мостов входит нелинейный элемент—лампа, внутреннее сопротивление которой изменяется при колебаниях напряжений питания. Поэтому установка нуля измерителя, произведенная перед началом измерений, в процессе работы может нарушиться.

В этом отношении лучшие результаты дают двухламповые схемы вольтметров, один из вариантов которых показан на рис. 3-12. В этой схеме установлены две однотипные лампы, специально подобранные по идентичности их параметров и включенные в две прилежащие ветви моста. Отклонение стрелки измерителя определяется разностью анодных токов ламп. Так как изменение напряжений питания вызывает примерно одинаковое изменение анодных токов обеих ламп, то установка нуля становится более устойчивой, а точность измерений повышается. Опасность резкого нарушения равновесия и повреждения чувствительного измерителя при перегорании нити накала одной из ламп может быть устранена путем последовательного соединения нитей накала или применением комбинированной лампы: двойного триода с общей нитью накала.

Обычно величина R_a во много раз превосходит сопротивление измерителя R_u, и поэтому влиянием последнего на величину $R_{a\,к}$ при расчете вольтметров можно пренебречь.

3-8. Многопредельные ламповые вольтметры постоянного тока

Для практических целей наиболее удобны ламповые вольтметры, имеющие широкие пределы измерений от десятых долей вольта до сотен и тысяч вольт. Такие вольтметры могут быть применены как для измерения малых напряжений, например напряжений смещения, так и для измерения высоких напряжений, действующих в анодных цепях радиоламп и электронно-лучевых трубок.

Однокаскадный ламповый вольтметр можно построить на минимальный предел измерения порядка десятых долей вольта. Расширение пределов измерения в сторону больших напряжений достигается либо усилением отрицательной обратной связи, либо применением делителей напряжений.

В многопредельном ламповом вольтметре, максимальный предел измерений которого не превышает 100—200 *в*, переход от одного предела к другому можно осуществить переключением сопротивлений $R_к$ в цепи катода

При $R_a = 0$ сопротивление анодной нагрузки $R_{a.к}$, слагаемое из сопротивлений измерителя, цепи питания и $R_к$, на каждом пределе будет различно. Достоинством подобной схемы вольтметра является ее высокая чувствительность на самом низковольтном пределе измерений, который может иметь минимально достижимое при данном измерителе значение. Недостатком такой схемы является то, что при переходе от предела к пределу динамическая характеристика лампы изменяется. Это создает необходимость применения отдельных шкал для всех пределов, причем на низковольтных пределах шкалы будут очень неравномерными вследствие приближения динамической характеристики вольтметра к статической, а на высоковольтных пределах — почти равномерными. Кроме того, при переключении пределов будет изменяться анодный ток I_{a0}, что потребует усложнения схемы установки нуля.

Чтобы динамическая характеристика лампы не изменялась, надо переход с одного предела измерений на другой производить посредством изменения соотношения между сопротивлениями $R_к$ и R_a, но при неизменном общем сопротивлении цепи анодного тока $R_{a.к}$. Схема многопредельного вольтметра для этого случая представлена на рис. 3-13. Расчет такой схемы следует проводить исходя из условия обеспечения отсчета на всех кратных пределах по одной и той же шкале, имеющей равномерный характер.

На схеме рис. 3-13 приведены данные расчета для случая работы вольтметра на одном из триодов лампы 6Н2П; второй триод рационально использовать в диодном включении в схеме питания в качестве выпрямительной лампы. Работа при пониженном напряжении накала до 5,5 *в* увеличивает срок службы лампы в несколько раз, что весьма существенно, так как при замене лампы может потребоваться регулировка вольтметра для восстановления его градуировки.

Для обеспечения необходимых напряжений смещения и компенсирующего напряжения установки нуля U_0 к выпрямителю подключен делитель напряжения, выполненный из шести последовательно соединенных сопротивлений. Постоянные напряжения смещения снимаются с делителя при помощи переключателя $П_3$, сопряженного в общем блоке с переключателями пределов измерения $П_1$ и $П_2$. Точной регулировкой этих напряжений при помощи потенциометра установки нуля R_{27} достигается одинаковый режим работы

вольтметра на всех пределах, который характеризуется установкой стрелки измерителя на нуль при $U_x = 0$.

Монтаж вольтметра должен обеспечить сохранение высокого входного сопротивления. С этой целью зажимы вольтметра монтируют на панели из высококачественного изоляционного материала, применяют фарфоровую ламповую панельку, а провода сеточной цепи хорошо изолируют

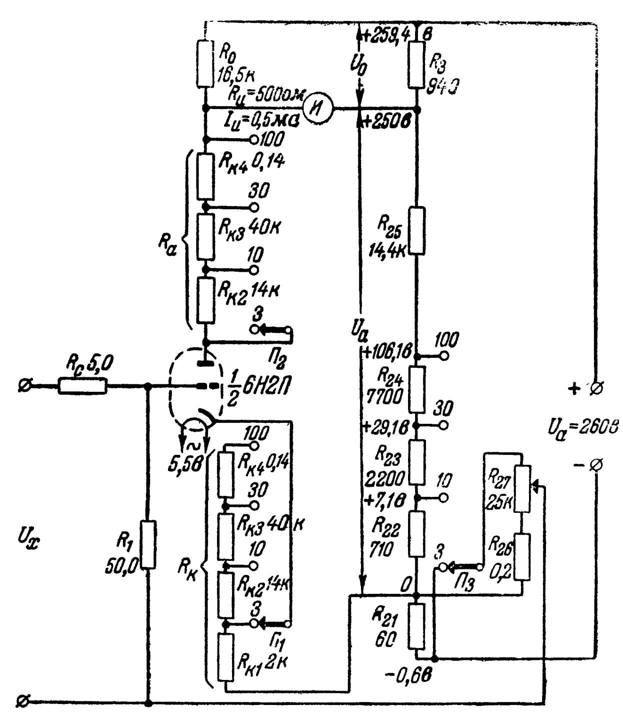


Рис. 3-13. Схема многопредельного лампового вольтметра постоянного тока.

от остального монтажа. Для уменьшения влияния вольтметра на работу исследуемой цепи концы соединительных проводников иногда снабжают щупами, в которые включают сопротивление R_c порядка нескольких мегом.

Регулировка вольтметра заключается в том, что на его вход после предварительной установки нуля подают постоянное напряжение, равное установленному пределу измерений и контролируемое с помощью точного магнитоэлектрического вольтметра; затем подгоняют сопротивление $R_к$

в цепи катода так, чтобы получить отклонение стрелки измерителя на всю шкалу. Регулировку начинают с самого низковольтного предела измерений.

Измеритель вольтметра снабжается двумя шкалами: на 3 и 10 *в*. На пределах 30 и 100 *в* следует убедиться в правильности отсчета по кратным им шкалам при использовании множителя 10.

Для повышения устойчивости работы в большинстве ламповых вольтметров, питаемых от сети переменного тока, производят стабилизацию напряжения питания либо со стороны переменного напряжения, либо со стороны выпрямленного напряжения.

Для удобства пользования вольтметром желательно, чтобы установка нуля, проведенная на одном пределе, сохранялась при переходе на другие пределы измерений. При достаточно стабильном напряжении питания это может быть достигнуто, если сопротивления делителя напряжения питания R_{21}, R_{22}, R_{23} и R_{24} выполнить в виде подстроечных потенциометров. Тогда ручку потенциометра установки нуля R_{27} устанавливают в среднее положение; затем поочередно на каждом пределе при $U_x=0$ находят и фиксируют положение ползунка, соответствующего подстроечного потенциометра, при котором стрелка измерителя устанавливается на нуль.

Наиболее высокая точность измерений и стабильность градуировки имеют место при работе на самом высоковольтном пределе, который характеризуется сильной отрицательной обратной связью.

3-9. Ламповые вольтметры постоянного тока с делителями напряжения

Возрастание напряжения смещения, необходимого для обеспечения рабочего режима, ограничивает максимальный предел измерений вольтметра с отрицательной обратной связью напряжениями порядка 100—300 *в*.

Возможным способом расширения предела измерения в сторону больших напряжений является применение делителя напряжений (рис. 3-14). В этом случае схема вольтметра рассчитывается на предел измерений $U_{п. н}$, равный минимальному заданному пределу или меньший его. Делитель напряжения, состоящий из нескольких последовательно соединенных сопротивлений и переключателя, позволяет по-

давать на сетку лампы все измеряемое напряжение или строго определенную его часть.

Порядок расчета делителя напряжения рассмотрим на примере задачи 3-3.

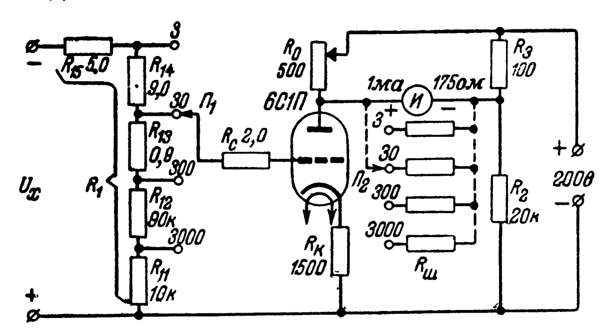


Рис. 3-14. Схема лампового вольтметра постоянного тока с входным делителем напряжения.

Задача 3-3. Рассчитать делитель напряжения на пределы $U_{п1} = 3$ *в*, $U_{п2} = 30$ *в*, $U_{п3} = 300$ *в* и $U_{п4} = 3\,000$ *в* к вольтметру, имеющему предел измерений $U_{п.н} = 2$ *в*.

Решение

1. Полное сопротивление делителя $R_1 = R_{11} + R_{12} + R_{13} + R_{14} + R_{15}$ определяет входное сопротивление вольтметра, поэтому оно должно быть большой величины. Однако следует учитывать, что при чрезмерном увеличении сопротивления R_1 затрудняется подбор отдельных сопротивлений делителя и, кроме того, очень большое сопротивление R_1 может оказаться соизмеримым с сопротивлением входной цепи лампы, следствием чего явится сильное возрастание погрешности измерений на низковольтных пределах.

Выбираем $R_1 = 15$ *Мом*.

2. На любом пределе при подаче на делитель предельного напряжения $U_п$ на сетку входной лампы должно подаваться напряжение $U_{п.н} = 2$ *в*. Для этого сопротивление делителя, с которого снимается напряжение на сетку лампы, должно иметь величину

$$R = R_1 \frac{U_{п.н}}{U_п}. \qquad (3\text{-}16)$$

Следовательно,

$$R_{11} = R_1 \frac{U_{п.н}}{U_{п4}} = 15\,000 \cdot \frac{2}{3\,000} = 10 \text{ ком},$$

$$R_{11} + R_{12} = R_1 \frac{U_{п.н}}{U_{п3}} = 15\,000 \cdot \frac{2}{300} = 100 \text{ ком},$$

откуда

$$R_{12} = (R_{11} + R_{12}) - R_{11} = 90\ ком.$$

Соответственно находим:

$$R_{13} = 0{,}9\ Мом,$$
$$R_{14} = 9\ Мом.$$

Сопротивление

$$R_{15} = R_1 - (R_{11} + R_{12} + R_{13} + R_{14}) = 5\ Мом.$$

Оно могло бы быть исключено, если вольтметр имел бы предел $U_{п.н} = U_{п1} = 3$ *в*. Наличие сопротивления R_{15} полезно в том отношении что на низковольтных пределах измерений оно уменьшает влияние емкости входной цепи вольтметра на исследуемую цепь. Это сопротивление иногда включается в щуп соединительного провода вольтметра.

Дополнительное сопротивление R_{15} применяется лишь в делителях, смонтированных в одном приборе с вольтметром. При выполнении делителя в качестве отдельной приставки сопротивление R_{15} исключается. Такой делитель может быть подключен к любому вольтметру постоянного тока, расширяя предел его измерений в 1, 10, 100 и т. д. раз.

3. Градуировка шкалы вольтметра проводится для предела $U_{п1} = 3$ *в*. На других пределах отсчет по шкале умножается на 10, 100 или 1 000. Регулировка делителя заключается в подборе такой величины его сопротивлений, при которых поданному на вход предельному напряжению соответствует отклонение стрелки измерителя на всю шкалу. Регулировку начинают с подбора сопротивления R_{14} на пределе 3 *в*. Затем на пределе 30 *в* подгоняют сопротивление R_{13}, на пределе 300 *в*—R_{12} и на пределе 3 000 *в*—R_{11}. В том случае, если не удается достаточно точно подобрать необходимые значения сопротивлений делителя, индивидуальная подгонка пределов измерений может быть произведена с помощью проволочных шунтов $R_ш$, включаемых параллельно измерителю второй секцией переключателя $П_2$, как это показано пунктиром на схеме рис. 3-14. Применение шунтов несколько снижает точность измерений.

Достоинствами вольтметра с делителем напряжения являются простота схемы, одинаковый режим работы лампы на всех пределах, обеспечивающий возможность использования для отсчета одной общей шкалы, и возможность применения измерителя малой чувствительности вследствие работы при сравнительно слабой отрицательной обратной связи. Недостатками вольтметра с делителем напряжения являются уменьшение входного сопротивления и понижение точности измерений.

Делитель напряжения может быть применен и к многопредельному ламповому вольтметру постоянного тока. Например, с помощью делителя предел измерений вольтметра, работающего по схеме рис. 3-13, можно расширить до 1 000 и 3 000 *в*.

3-10. Многокаскадные ламповые вольтметры постоянного тока

В однокаскадном ламповом вольтметре наименьший возможный предел измерений ограничивается током полного отклонения измерителя $I_и$. Расширение предела в сторону малых напряжений не всегда оказывается возможным из-за отсутствия высокочувствительного измерителя. Кроме того, применение чувствительного измерителя связано с опасностью его повреждения при случайной подаче на сетку лам-

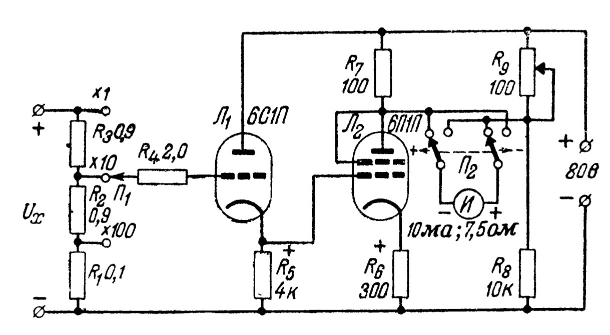


Рис. 3-15. Схема двухкаскадного лампового вольтметра постоянного тока.

пы большого измеряемого напряжения или при нарушении установки нуля, например при перегорании нити накала лампы.

Многокаскадные ламповые вольтметры содержат один или несколько каскадов предварительного усиления постоянного напряжения, что позволяет даже при сравнительно малочувствительном измерителе измерять весьма малые напряжения. Например, трехкаскадный вольтметр, работающий на лампах с коэффициентом усиления $\mu = 80 \div 100$ при измерителе на 10 *ма*, пригоден для измерения напряжений порядка тысячных долей вольта.

На рис. 3-15 приведена схема двухкаскадного лампового вольтметра. Первый каскад представляет собой катодный повторитель, обеспечивающий работу без сеточных токов при большом входном сопротивлении. При воздействии измеряемого напряжения U_x изменяется падение напряжения на сопротивлении R_5 в цепи катода лампы $Л_1$, а следовательно, и на сетке лампы второго каскада $Л_2$, в анодной цепи которой включен малочувствительный измеритель *И*. Для получения значительного изменения анодного тока лам-

па $Л_2$ должна иметь большую крутизну динамической характеристики. Лампа $Л_2$ работает при слабой отрицательной обратной связи, задаваемой сопротивлением R_6 и выбираемой из условия получения рабочей точки на прямолинейном участке характеристики. Рабочая точка лежит обычно в области сеточных токов, так как в результате падения напряжения на сопротивлении R_5 на сетку лампы $Л_2$ подается положительный потенциал.

Расширение предела измерений в сторону больших напряжений производится с помощью делителя напряжений и переключателя $П_1$. Переключатель $П_2$ служит для изменения полярности включения измерителя при измерении постоянных напряжений различных знаков.

Главный недостаток многокаскадных ламповых вольтметров — пониженная точность измерений вследствие заметного влияния на градуировку старения ламп и колебаний напряжения питания.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СОПРОТИВЛЕНИЙ

4-1. Общие сведения

Все элементы радиотехнических схем обладают определенными электрическими сопротивлениями. По величине этих сопротивлений, измеренной на постоянном токе, в ряде случаев можно судить об исправности отдельных цепей или деталей радиоаппаратуры.

В радиотехнической практике приходится иметь дело с самыми различными величинами электрических сопротивлений. При контроле соединительных проводников на отсутствие в них обрывов, при проверке обмоток трансформаторов, катушек индуктивности, электромоторов, при подборе шунтов к измерительным приборам, при испытании переключателей возникает необходимость измерений малых сопротивлений, вплоть до сотых и тысячных долей ома. При проверке качества изоляций различных деталей, сопротивления утечки конденсаторов, высокоомных сопротивлений измеряемые величины часто превышают десятки мегом.

Основными методами измерения электрических сопротивлений являются: метод вольтметра, метод амперметра, метод вольтметра-амперметра, метод непосредственного измерения

с помощью омметров и мостовой метод. При отсутствии специальных приборов приближенное представление о порядке величин электрических сопротивлений можно получить с помощью простейших самодельных индикаторов — пробников.

4-2. Электрические пробники

Основным назначением пробников является проверка монтажа радиоустановок и выявление обрывов в цепях.

Пробник (рис. 4-1) обычно выполняется в виде последовательно соединенных источника питания постоянного или переменного тока и индикатора *И*, подключаемых к исследуемой цепи (детали) при помощи пары гибких проводников со щупами. Если сопротивление этой цепи R_x мало, то

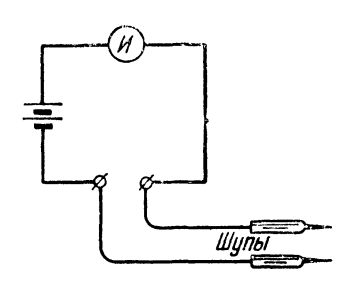


Рис. 4-1. Схема пробника.

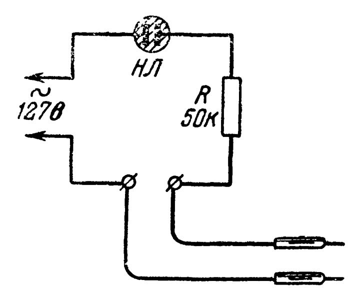


Рис. 4-2. Схема высокоомного пробника с неоновой лампой.

индикатор под действием напряжения источника дает хорошо заметный акустический или зрительный сигнал. С возрастанием сопротивления R_x наблюдаемый сигнал ослабляется, а затем и вовсе исчезает; последнее обычно имеет место при сопротивлении R_x, превышающем в несколько раз собственное сопротивление индикатора.

В зависимости от величины сопротивления индикатора различают пробники: низкоомные и высокоомные. Низкоомные пробники пригодны для проверки сопротивлений, величина которых не превышает нескольких десятков ом. В качестве индикаторов в них используют миниатюрные лампочки накаливания или низковольтные электрические звонки постоянного тока. Пробник со звонком удобен тем, что для восприятия сигнала не требуется наблюдения за индикатором. Источник питания пробника должен обеспечивать напряжение, необходимое для нормальной работы индикатора. Например, при применении в качестве индика-

тора 3,5-вольтовой лампочки для питания можно использовать батарею карманного фонаря типа КБС.

Индикаторами *высокоомных пробников* являются неоновые лампочки, соединенные последовательно с сопротивлением порядка десятков килоом, бленкеры, головные телефоны и громкоговорители. Для пробника с неоновой лампочкой, выполненного по схеме рис. 4-2, источником питания может служить сеть переменного тока 110 ÷ 220 *в* или анодная батарея, напряжение которой должно быть больше напряжения зажигания лампочки. Яркость свечения будет заметно изменяться лишь при относительно больших значениях исследуемых сопротивлений, не менее нескольких килоом. Поэтому наличие коротких замыканий в цепях, имеющих небольшое сопротивление, таким пробником установить нельзя.

Пробник с головными телефонами или громкоговорителем может питаться как от источников переменного тока (накальной обмотки трансформатора, трансляционной сети), так и от низковольтной батареи постоянного тока. В последнем случае о величине сопротивлений можно судить по громкости щелчков, прослушиваемых в телефонах в момент присоединения пробника к цепи.

В схеме пробника в качестве индикатора может быть использован любой вольтметр постоянного или переменного тока (рис. 4-3,*а*). В этом случае следует выбирать такой источник питания, который обеспечивал бы при короткозамкнутых щупах отклонение стрелки измерителя в пределах второй половины шкалы. Вместо вольтметра может быть включен миллиамперметр, соединенный последовательно с добавочным сопротивлением $R_д$ (рис. 4-3,*б*). В зависимости от величины входного сопротивления пробник со стрелочным индикатором может быть отнесен к категории низкоомных или высокоомных пробников.

4-3. Измерение больших сопротивлений методом вольтметра

При наличии вольтметра постоянного тока с известным входным сопротивлением $R_в$ пробник, работающий по схеме рис. 4,3,*а*, позволяет измерять сопротивления одного порядка с $R_в$. Для этого при короткозамкнутых щупах измеряют вольтметром напряжение U_0 на зажимах источника питания. Затем щупы присоединяют к измеряемому сопротивлению R_x. Падение напряжения на этом сопротивлении приводит к уменьшению напряжения, приложенного к вольт-

метру, до некоторого значения U_x. Величину сопротивления R_x подсчитывают по формуле

$$R_x = R_в \left(\frac{U_0}{U_x} - 1\right). \tag{4-1}$$

Аналогичные измерения можно произвести и с помощью пробника, выполненного по схеме рис. 4-3,*б*. При этом искомая величина будет определяться формулой

$$R_x = (R_{ма} + R_д)\left(\frac{\alpha_0}{\alpha_x} - 1\right), \tag{4-2}$$

где $R_{ма}$ — внутреннее сопротивление миллиамперметра, а α_0 и α_x — число делений равномерной шкалы, соответствующее отклонениям стрелки миллиамперметра при замкнутых входных щупах и при включенном в цепь сопротивлении R_x.

Точность измерений зависит от напряжения источника (оно должно быть близко к пределу измерений вольтметра), класса точности вольтметра и величины R_x. Наименьшая погрешность имеет место при $R_x \approx 1{,}41 R_в$; она примерно в 6 раз превышает основную погрешность вольтметра. Например, при вольтметре класса 2,5 погрешность измерений может достигать 15% и более.

Задача 4-1. При измерении по схеме рис. 4-3,*а* получены данные: $U_0 = 45$ *в*, $U_x = 18$ *в*. Определить сопротивление R_x, если входное сопротивление вольтметра $R_в = 100$ *ком*.

Решение

$$R_x = 100\left(\frac{45}{18} - 1\right) = 150 \text{ ком}.$$

Задача 4-2. При работе по схеме рис. 4-3,*б* стрелка миллиамперметра при первом измерении отклонилась на 47 делений, а при втором измерении—на 20 делений. Определить сопротивление R_x, если сопротивление миллиамперметра $R_{ма} = 15$ *ом*, а $R_д = 300$ *ом*.

Ответ: $R_x = 425$ *ом*.

4-4. Измерение малых сопротивлений методом амперметра

При использовании миллиамперметра с известным внутренним сопротивлением $R_{ма}$ пробник, работающий по схеме рис. 4-3,*б*, позволяет измерять сопротивления одного по-

рядка с $R_{ма}$. Для этого при короткозамкнутых щупах отмечают число делений шкалы α_0, на которое отклоняется стрелка под действием проходящего в цепи тока. Затем, не размыкая щупов, подключают измеряемое сопротивление

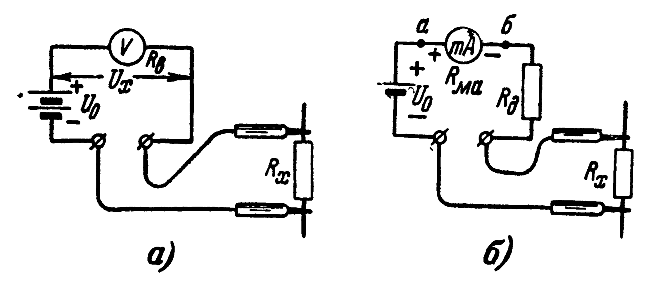


Рис. 4-3. Схемы пробников со стрелочными индикаторами.

параллельно миллиамперметру к точкам *а* и *б* схемы. Шунтирующее действие R_x приведет к уменьшению тока через миллиамперметр, стрелка которого займет новое положение, соответствующее числу делений α_x. Величина сопротивления R_x находится по формуле

$$R_x \approx R_{ма} \frac{\alpha_x}{\alpha_0 - \alpha_x}. \qquad (4\text{-}3)$$

Задача 4-3. Стрелка миллиамперметра, включенного по схеме рис. 4-3,*б*, при первом измерении отклонилась на 47 делений, а при втором измерении—на 20 делений. Определить сопротивление R_x, если внутреннее сопротивление миллиамперметра $R_{ма} = 15$ *ом*.

Ответ: $R_x = 11{,}1$ *ом*.

4-5. Измерение сопротивлений методом вольтметра — амперметра

Если ток I, протекающий через сопротивление R_x, создает на последнем падение напряжения U, то величина сопротивления может быть определена по закону Ома:

$$R_x = \frac{U}{I}. \qquad (4\text{-}4)$$

Схема измерений, основанная на этом принципе, представлена на рис. 4-4.

При установке переключателя *П* в положения *Б* напряжение U, показываемое вольтметром V, представляет собой

сумму падений напряжений на миллиамперметре mA и на сопротивлении R_x. В этом случае величину R_x определяют по формуле

$$R_x = \frac{U}{I} - R_{ма}. \qquad (4\text{-}5)$$

По формуле (4-4) величину R_x можно определять лишь при измерении больших сопротивлений, когда соблюдается условие $R_x \gg R_{ма}$, где $R_{ма}$ — сопротивление миллиамперметра. При $R_x = 10R_{ма}$ вычисление по формуле (4-4) дает ошибку в 9%, в то время как при $R_x = 100R_{ма}$ ошибка не превышает 1%.

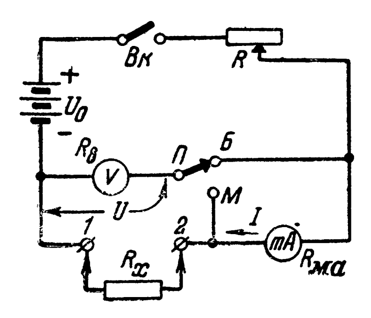


Рис. 4-4. Схема измерения сопротивлений методом вольтметра-амперметра.

Сопротивление миллиамперметра $R_{ма}$, если оно неизвестно, можно измерить при помощи той же схемы при замкнутых накоротко зажимах *1* и *2* с последующим вычислением по формуле (4-4).

При установке переключателя *П* в положение *М* ток *I*, показываемый миллиамперметром, равен сумме токов, протекающих через вольтметр и сопротивление R_x. Поэтому в данном случае величину R_x подсчитывают по формуле

$$R_x = \frac{U}{I - \frac{U}{R_в}}. \qquad (4\text{-}6)$$

Подсчет величины R_x по формуле (4-4) можно проводить лишь при измерении малых сопротивлений, когда выполняется условие $R_x \ll R_в$, где $R_в$ — входное сопротивление вольтметра.

Сопротивление вольтметра $R_в$, если оно неизвестно, можно измерить той же схемой при свободных зажимах *1* и *2* с последующим вычислением по формуле (4-4).

При пользовании точными формулами погрешность измерений определяется суммой погрешностей вольтметра и миллиамперметра. Следует учитывать, что при измерении очень малых сопротивлений возможно значительное возрастание погрешности за счет падения напряжения в переход-

ных контактах, через которые измеряемое сопротивление присоединяется к схеме.

Известно, что сопротивление большинства проводников зависит от их температуры и, следовательно, от величины протекающего по ним тока. Например, сопротивление нитей накала радиоламп, измеренное при малом токе, будет в несколько раз меньше их сопротивления при нормальном токе накала. Основным достоинством рассмотренной схемы является то, что она позволяет проводить измерения в условиях, соответствующих режиму работы испытуемых сопротивлений. Регулируя реостатом R режим измерений, можно выяснить зависимость сопротивлений от величины тока или напряжения.

Напряжение источника питания U_0 выбирают близким к предельному напряжению U_n, измеряемому вольтметром. Полное сопротивление реостата R должно быть таково, чтобы при короткозамкнутых входных зажимах ток в цепи не превышал тока полного отклонения миллиамперметра. Перед началом измерений реостат следует полностью вводить. Для предохранения миллиамперметра от случайных перегрузок последовательно с реостатом желательно включить сопротивление.

Задача 4-4. В схеме измерений рис. 4-4 применен двухпредельный вольтметр на 1 и 10 *в* и миллиамперметр на 0,5 *ма*. Требуется:

1) выбрать источник питания и реостат;

2) определить внутреннее сопротивление миллиамперметра, если при короткозамкнутых входных зажимах и установке переключателя *П* в положение *Б* он показывает 0,4 *ма* при падении напряжения на нем 0,1 *в*;

3) вычислить величину R_x по приближенной и точной формулам и сравнить полученные результаты для следующих данных двух измерений: а) $U = 0{,}8$ *в*, $I = 0{,}2$ *ма*; б) $U = 4{,}5$ *в*, $I = 0{,}3$ *ма*.

Ответ: $U_0 = 9$ *в* (две батареи КБС); $R = 20$ *ком*; $R_{ма} = 250$ *ом*; а) $R_x \approx 4\,000$ *ом*; $R_x = 3\,750$ *ом*; б) $R_x \approx 15$ *ком*; $R_x = 14{,}75$ *ком*.

4-6. Измерение сопротивлений методом непосредственного отсчета

Непосредственное измерение электрических сопротивлений осуществляется *омметрами постоянного тока*. Простые по устройству и удобные в эксплуатации омметры в то же время обеспечивают удовлетворительную для технических целей точность измерения.

Схемы омметров постоянного тока разделяются на две основные группы: *последовательные*, применяемые для из-

мерения сопротивлений средних и больших величин (от 1 *ом* и выше), и *параллельные*, применяемые для измерения малых сопротивлений.

Простейшая последовательная схема омметра, изображенная на рис. 4-5, представляет собой последовательное соединение источника постоянного напряжения U, измерителя магнитоэлектрической системы $И$ с внутренним сопротивлением $R_и$, добавочного сопротивления $R_д$ и измеряемого сопротивления R_x, подключаемого к зажимам *1* и *2*. Величина добавочного сопротивления, выбранная по формуле

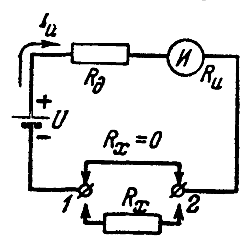


Рис. 4-5. Простейшая последовательная схема омметра.

$$R_д = \frac{U}{I_и} - R_и, \qquad (4\text{-}7)$$

обеспечивает при коротком замыкании входных зажимов, т. е. при $R_x = 0$, протекание через измеритель тока полного отклонения $I_и$.

Каждый омметр характеризуется *входным сопротивлением* $R_{ом}$, под которым понимают сопротивление его схемы между входными зажимами. Для рассматриваемой схемы

$$R_{ом} = R_и + R_д = \frac{U}{I_и}. \qquad (4\text{-}8)$$

Выясним характер шкалы омметра. При $R_x = 0$ через измеритель протекает наибольший ток

$$I_и = \frac{U}{R_{ом}}.$$

При подключении измеряемого сопротивления R_x ток через измеритель уменьшается до значения

$$I_x = \frac{U}{R_{ом} + R_x}$$

и при $R_x = \infty$ становится равным нулю.

В общем случае отношение токов

$$\frac{I_x}{I_и} = \frac{R_{ом}}{R_{ом} + R_x} = \frac{1}{1 + \frac{R_x}{R_{ом}}}. \qquad (4\text{-}9)$$

Из последней формулы следует, что при $R_x = R_{ом}$, $I_x = 0{,}5 I_u$, следовательно, середине шкалы омметра соответствует измеряемое сопротивление, равное его входному сопротивлению.

В нижней части рис. 4-6 приведена развернутая шкала омметра, отметки которой справедливы в соответствующих единицах при входных сопротивлениях 1 *ом*, 1 *ком*, 1 *Мом*. Второй ряд отметок показывает изменение вдоль шкалы отношения $\frac{I_x}{I_u}$, пропорционально которому отклоняется стрелка измерителя. Эта шкала может быть использована и для омметров с любым входным сопротивлением при условии умножения отсчета по шкале на соответствующий множитель. Например, при $R_{ом} = 3$ *ком* отсчет по шкале в килоомах умножают на 3, при $R_{ом} = 30$ *ком*—на 30 и т. д.

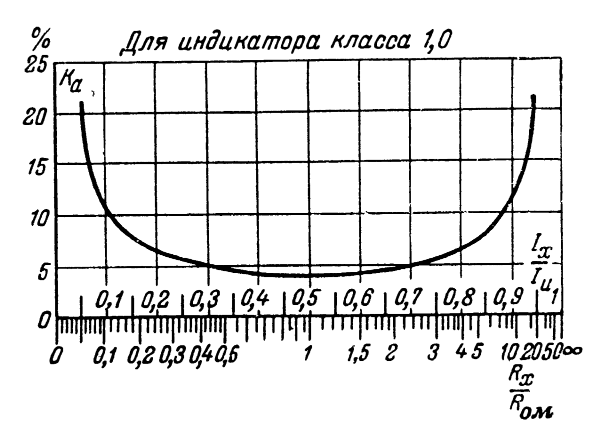


Рис. 4-6. Развернутая шкала и график основной погрешности последовательных схем омметров.

Крайние значащие деления, которые удается нанести на шкалу, в зависимости от размеров шкалы лежат со стороны малых сопротивлений в пределах $\frac{R_{ом}}{20} \div \frac{R_{ом}}{100}$, а со стороны больших сопротивлений в пределах $20R_{ом} \div 100R_{ом}$.

Следовательно, входное сопротивление омметра определяет порядок измеряемых сопротивлений. Поэтому для расчета пределы измерений омметра часто задают его входным сопротивлением. Из формулы (4-8) следует, что требуемую величину входного сопротивления можно обеспечить как

подбором напряжения питания U, так и выбором измерителя. Чем чувствительнее измеритель, тем меньшее напряжение питания требуется для получения выбранного $R_{ом}$.

Если пределы измерений заданы минимальным и максимальным значениями измеряемых сопротивлений $R_{x.н}$ и $R_{x.м}$, то в однопредельном омметре входное сопротивление выбирают по формуле

$$R_{ом} \approx \sqrt{R_{x.н} R_{x.м}}. \qquad (4\text{-}10)$$

Например, для измерения сопротивлений от 10 до 5 000 *ом* следует взять $R_{ом} \approx \sqrt{50\,000} = 224$ *ом*, или округленно 200 *ом*.

Точность омметров обычно характеризуют величиной основной относительной погрешности в пределах рабочего участка шкалы или величиной погрешности примененного в омметре измерителя, приведенной к длине шкалы.

Основная относительная погрешность показаний омметра K_o определяется в процентах от значения производимого отсчета. В верхней части рис. 4-6 приведен график основной относительной погрешности омметра, работающего с измерителем класса 1,0. Из графика видно, что наименьшая погрешность порядка 4% имеет место при отсчете в средней части шкалы, а к краям шкалы погрешность быстро возрастает. Этот же график может быть использован для приближенного определения основной погрешности омметра при любом классе точности измерителя, для чего отсчет по графику умножается на класс точности. Например, при работе омметра с измерителем класса 2,5 основная погрешность для середины шкалы составляет примерно 10%. График рис. 4-6 показывает, что для получения удовлетворительной точности следует использовать для измерений лишь центральный участок шкалы. По показаниям же на крайних участках шкалы можно судить только о порядке измеряемых сопротивлений.

В действительных условиях напряжение питания омметра может отличаться от номинального, при котором произведена его градуировка. Это вызывает появление дополнительной погрешности. Например, если в простейшей схеме рис. 4-5 напряжение питания вследствие разряда батареи стало меньше расчетного значения, то при $R_x = 0$ стрелка измерителя не будет устанавливаться на нуль шкалы. При этом дополнительная погрешность может достигнуть такой величины, что само измерение потеряет смысл.

Для повышения точности измерений простейшая схема дополняется регулятором нуля, позволяющим устанавливать перед началом измерений стрелку измерителя на нуль шкалы при $R_x=0$. В промышленных типах омметров установка нуля обычно осуществляется при помощи магнитного шунта (см. § 2-1) путем регулировки тока полного отклонения измерителя в соответствии с изменением напряжения питания. Достоинство такой регулировки — сохранение постоянства входного сопротивления омметра и градуировки его шкалы.

В комбинированных измерительных приборах, в которых один и тот же измеритель используется как в схеме омметра, так и в схемах измерения напряжения, тока и т. д., применение измерителя с регулируемым при измерении сопротивлений магнитным шунтом недопустимо вследствие ухудшения точности измерения других электрических величин. Поэтому в комбинированных приборах, а также в большинстве самодельных конструкций применяют схемы омметров, в которых компенсация изменения напряжения питания производится с помощью переменных сопротивлений.

4-7. Основные схемы батарейных омметров

Источниками питания большинства омметров служат сухие элементы типа ФБС или трехэлементные батареи типа КБС, помещаемые обычно внутри кожуха прибора. Эти элементы имеют начальную э. д. с. порядка 1,5 *в*, которая в процессе эксплуатации постепенно уменьшается. Поэтому при расчете омметра следует предусмотреть возможность производства измерений при уменьшении э. д. с. каждого элемента хотя бы до 1 *в*. Внутреннее сопротивление одного элемента не превышает 1—2 *ом* и при расчете им часто пренебрегают.

В некоторых комбинированных приборах встречаются омметры, выполненные по схеме рис. 4-7, которая отличается от простейшей схемы наличием реостата установки нуля R, включенного *последовательно* в цепь. Выбор добавочного сопротивления по формуле

$$R_д = \frac{U_н}{I_u} - R_u \qquad (4\text{-}11)$$

обеспечивает при наименьшем допустимом напряжении питания $U_н$, полностью выведенном реостате ($R=0$) и короткозамкнутых входных зажимах ($R_x=0$) отклонение стрелки

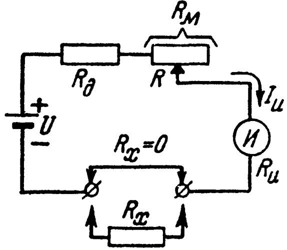
измерителя на всю шкалу. Если же омметр работает при напряжении, превышающем $U_н$, то для установки стрелки на нуль вводится реостат R, уменьшающий величину тока в цепи до $I_и$. Полное сопротивление реостата выбирается из условия обеспечения установки нуля при максимально возможном напряжении питания $U_м$:

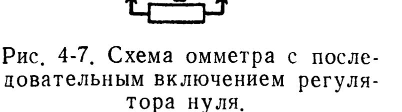
$$R_м \geqslant \frac{U_м - U_н}{I_и}. \tag{4-12}$$

Входное сопротивление рассматриваемой схемы

$$R_{ом} = R_д + R + R_и = \frac{U}{I_и} \tag{4-13}$$

изменяется пропорционально изменению напряжения питания U. Так как градуировка омметра выполнена для определенного входного сопротивления, то изменение последнего





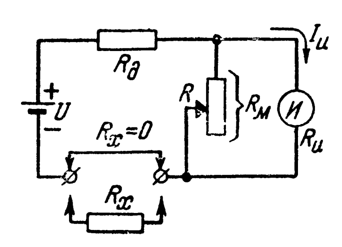


Рис. 4-7. Схема омметра с последовательным включением регулятора нуля.

Рис. 4-8. Схема омметра с параллельным включением регулятора нуля.

вызывает дополнительную погрешность измерения, равную относительному изменению напряжения питания. Например, если напряжение U отличается от расчетного на 20%, то для любой точки шкалы дополнительная погрешность составит 20%.

Более совершенной является *схема омметра с параллельным включением реостата установки нуля* R, изображенная на рис. 4-8. Элементы этой схемы рассчитываются таким образом, чтобы при $R_x = 0$, полностью введенном реостате ($R = R_м$) и наименьшем допустимом напряжении питания $U_н$ через измеритель протекал ток $I_и$. Если же напряжение превышает $U_н$, то для установки стрелки на

нуль частично выводится реостат R, благодаря шунтирующему действию которого ток через измеритель уменьшается до I_u.

Входное сопротивление омметра схемы рис. 4-8

$$R_{ом} = R_д + \frac{RR_u}{R + R_u} = R_д + \frac{R_u}{1 + \frac{R_u}{R}}. \quad (4\text{-}14)$$

Изменение сопротивления R в процессе установки нуля вызывает изменение входного сопротивления. Однако это изменение при любом значении сопротивления R не превышает значения R_u. Обычно $R_u \ll R_д$, поэтому входное сопротивление сравнительно мало зависит от напряжения питания, и дополнительная погрешность не превышает нескольких процентов при изменении напряжения U на 20—30%.

При заданном входном сопротивлении $R_{ом}$ и выбранном измерителе, данные которого I_u и R_u считаем известными, расчет омметра схемы рис. 4-8 проводится в следующем порядке.

1. Задаемся допустимым отношением максимального и минимального напряжений питания $\frac{U_м}{U_н}$, обычно оно выбирается равным $1{,}5 \div 2$.

2. Из условия

$$U_м \geqslant 1{,}1 I_u R_{ом} \frac{U_м}{U_н} \quad (4\text{-}15)$$

выбираем величину максимального напряжения питания. Она должна быть кратна максимальной э. д. с. одного элемента выбранного типа источника питания. Например, при использовании сухих элементов величина $U_м$ может быть равна 1,5; 3,0; 4,5 *в* и т. д.

3. Находим наименьшее допустимое напряжение питания

$$U_н = U_м : \frac{U_м}{U_н}. \quad (4\text{-}16)$$

4. Определяем величину добавочного сопротивления

$$R_д = R_{ом}\left(1 - \frac{2I_u R_u}{U_м + U_н}\right). \quad (4\text{-}17)$$

5. Выбираем реостат установки нуля, полное сопротивление которого должно удовлетворять условию

$$R_м \geqslant \frac{I_u R_u R_д}{U_н - I_u (R_u + R_д)}. \quad (4\text{-}18)$$

Очень малую зависимость от напряжения питания обеспечивает *схема омметра с балансной регулировкой нуля*, приведенная на рис. 4-9. Здесь установка нуля осуществляется с помощью потенциометра R, включенного параллельно измерителю и используемого в качестве универсального шунта с плавной регулировкой.

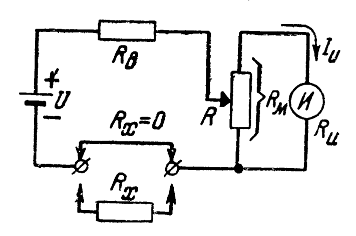


Рис. 4-9. Схема омметра с балансной регулировкой нуля.

Предположим, что в процессе установки нуля приходится уменьшать сопротивление нижней части потенциометра R. Но при этом одновременно увеличивается сопротивление цепи измерителя, последовательно с которым включено сопротивление оставшейся части потенциометра $R_м - R$. В результате при надлежащем выборе элементов схемы входное сопротивление омметра остается почти неизменным и дополнительная погрешность не превышает десятых долей процента.

При известных значениях $R_{ом}$, $\frac{U_м}{U_н}$ и выбранном измерителе расчет схемы омметра рис. 4-9 проводится в следующем порядке.

1. Выбираем максимальное напряжение питания из условия

$$U_м \geqslant I_и R_{ом}\left(1 + \frac{U_м}{U_н}\right). \qquad (4\text{-}19)$$

2. По формуле (4-16) находим напряжение $U_н$.

3. Выбираем полное сопротивление потенциометра R из условия

$$R_м \geqslant \frac{I_и R_и R_{ом}}{U_н - I_и R_{ом}}. \qquad (4\text{-}20)$$

4. Добавочное сопротивление определяем по формуле

$$R_д = R_{ом} - \frac{R_м R_и}{R_м + R_и}. \qquad (4\text{-}21)$$

Градуировка рассмотренных схем омметров может быть проведена расчетным путем на основе формулы (4-9), которая позволяет при известном входном сопротивлений $R_{ом}$ для каждого значения R_x определить соответствующее отношение $\frac{I_x}{I_и}$, полностью характеризующее положение стрел-

ки измерителя. Для облегчения градуировки можно воспользоваться приведенной на рис. 4-10 градуировочной кривой.

Регулировка омметра в основном заключается в подгонке величины его добавочного сопротивления $R_д$, которая должна быть такой, чтобы при подключении к входным зажимам сопротивления, равного по величине заданному

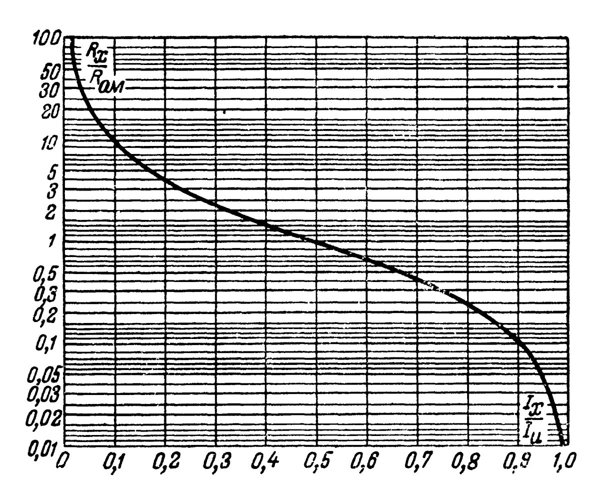


Рис. 4-10. Градуировочная кривая последовательных схем омметров.

входному сопротивлению омметра, стрелка измерителя (после предварительной установки нуля) отклонялась точно до середины шкалы.

Элементы питания батарейных омметров желательно располагать в отдельном отсеке, изолированном глухой перегородкой от остальной части схемы. В противном случае газы, выделяющиеся при работе элементов, будут действовать разрушающе на монтаж.

Задача 4-6. Рассчитать омметр по схеме рис. 4-8 по следующим исходным данным: $R_{ом} = 20$ *ком*, $\frac{U_м}{U_н} = 1{,}5$. Измеритель омметра — микроамперметр типа ИТ — имеет данные:

$$I_и = 150 \text{ мка}, \; R_и = 1\,500 \text{ ом}.$$

Ответ: $U_м = 6$ *в*, $U_н = 4$ *в*, $R_д = 19{,}1$ *ком*, $R_м \geqslant 4\,720$ *ом*.

Задача 4-7. Рассчитать омметр по схеме рис. 4-9 по следующим исходным данным: $R_{ом} = 100$ *ом*, $\frac{U_м}{U_н} = 2$. Измеритель омметра — миллиамперметр типа М41—имеет данные:

$$I_и = 5 \text{ ма}, \ R_и = 15 \text{ ом}.$$

Ответ: $U_м = 1{,}5$ *в*, $U_н = 0{,}75$ *в*, $R_д = 90$ *ом*, $R_м \geqslant 30$ *ом*.

4-8. Многопредельные батарейные омметры

Практический предел измерений омметра ограничивается сильным возрастанием основной погрешности у краев шкалы. Если, например, ограничить измерение сопротивлений центральным участком, в крайних точках которого основная погрешность возрастает не более чем в 2 раза по сравнению с серединой шкалы, то этот участок, как видно из графика рис. 4-6, будет заключен примерно в пределах $\frac{R_{ом}}{7} \div 7R_{ом}$.

Для расширения диапазона измеряемых сопротивлений применяют *многопредельные омметры*. Переход с одного предела измерений на другой осуществляют изменением в определенное число раз N входного сопротивления $R_{ом}$, производимого с таким расчетом, чтобы при $R_x = 0$ сохранилось отклонение стрелки измерителя на всю шкалу. Чем меньше переходной коэффициент N, тем выше точность измерений; однако при этом увеличивается число пределов, необходимых для перекрытия заданного диапазона сопротивлений. Обычно выбирают $N = 10$ (реже $N = 100$); это облегчает использование общей шкалы на всех пределах, так как множители к шкале получаются кратными 10. Измерение сопротивлений следует проводить на том пределе, которому соответствует отсчет, ближайший к центру шкалы.

Расширение предела измерений в сторону больших сопротивлений проводится по схеме рис. 4-11. При переходе от предела 1 с входным сопротивлением $R_{ом1}$ к пределу 2, который должен иметь входное сопротивление $R_{ом2} = 10R_{ом1}$ увеличивают добавочное сопротивление до величины $R_{д2} = R_{ом2} - R_{аб}$, где $R_{аб}$ — общее сопротивление цепи измерителя и шунта между точками *а* и *б*, измеренное при среднем положении ползунка реостата R. Для того чтобы при установке нуля сохранялось отклонение стрелки измери-

теля на всю шкалу, одновременно необходимо увеличить напряжение питания до значения $U_2 = 10U_1$.

Схема рис. 4-11 может быть использована и для изменения предела измерений в сторону малых сопротивлений. Однако в этом случае ее применение ограничивается возможностью уменьшения в нужное число раз напряжения источника питания.

Расширение предела измерений в сторону малых сопротивлений при неизменном напряжении питания проводится

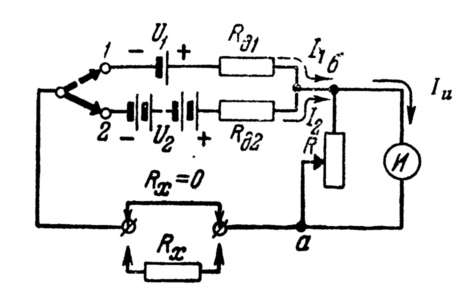


Рис. 4-11. Расширение предела измерений омметра в сторону больших сопротивлений.

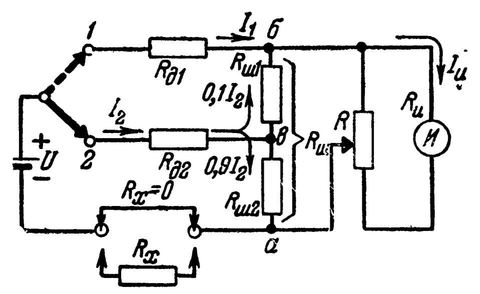


Рис. 4-12. Расширение предела измерений омметра в сторону малых сопротивлений.

по схеме рис. 4-12. Предположим, что при переходе с предела 1 на предел 2 входное сопротивление нужно уменьшить в 10 раз до значения $R_{ом2} = \frac{R_{ом1}}{10}$. В этом случае ток в цепи питания при $R_x = 0$ увеличится в 10 раз и станет равным $I_2 = 10I_1$. Для сохранения в цепи измерителя тока полного отклонения $I_и$ необходимо усилить шунтирование измерителя. Это достигается включением параллельно измерителю секционированного сопротивления $R_ш$. Цепь

питания подключается к участку шунта $R_{ш2}=0,1\,R_{ш}$. При этом 0,9 тока I_2 будет ответвляться через $R_{ш2}$, а $0,1I_2=I_1$ пойдет через $R_{ш1}$, обеспечивая протекание тока $I_и$ через измеритель. Величина добавочного сопротивления $R_{д2}$ рассчитывается так, чтобы дополнить общее сопротивление цепи измерителя и шунта $R_{ав}$, измеренное между точками *а* и *в*, до заданного значения $R_{ом2}$, т. е. $R_{д2}=R_{ом2}-R_{ав}$.

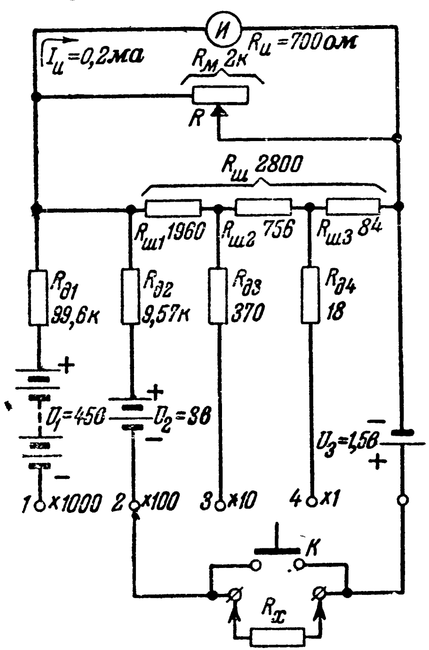


Рис. 4-13. Схема многопредельного батарейного омметра.

В некоторых случаях при уменьшении входного сопротивления омметра в N раз происходит одновременное изменение и напряжения и тока в цепи питания. Предположим, что напряжение уменьшено в H раз (причем $H<N$); тогда ток в цепи питания увеличится в

$$T=\frac{N}{H}\ \text{раз}. \qquad (4\text{-}22)$$

Например, если входное сопротивление уменьшить в 10 раз, а напряжение питания — только в 2 раза, то ток в цепи питания увеличится в 5 раз. Очевидно, что в общем случае сопротивление

$$R_{ш2}=\frac{R_ш}{T}. \qquad (4\text{-}23)$$

Расчет схемы многопредельного омметра следует начинать с наиболее высокоомного предела, которому соответствует наибольшее входное сопротивление. При переходе к другим пределам сначала уменьшают до возможного минимума напряжение питания, а затем усиливают шунтирование измерителя с целью компенсации возрастания тока в цепи питания.

Схема многопредельного батарейного омметра приведена на рис. 4-13. На пределе 1, соответствующем наиболь-

шему входному сопротивлению $R_{ом1}$, напряжение питания омметра равно U_1+U_3. Переход к пределу 2, характеризуемому входным сопротивлением $R_{ом2}=\frac{R_{ом1}}{N}$, сопровождается уменьшением в N раз напряжения питания до величины $U_2+U_3=\frac{U_1+U_3}{N}$. Переход к пределу 3, для которого $R_{ом3}=\frac{R_{ом2}}{N}$, сопровождается как уменьшением напряжения питания в H раз до напряжения U_3, обеспечиваемого одним элементом, так и увеличением тока в цепи питания в $T=\frac{N}{H}$ раз. При этом сопротивление участка шунта

$$R_{ш2}+R_{ш3}=\frac{R_ш}{T}.$$

Переход к пределу 4, для которого $R_{ом4}=\frac{R_{ом3}}{N}$, производится при неизменном напряжении питания, равном U_3; это приводит к дальнейшему увеличению тока в цепи питания в N раз. Поэтому сопротивление участка шунта равно

$$R_{ш3}=\frac{R_{ш2}+R_{ш3}}{N}=\frac{R_ш}{NT}.$$

Полное сопротивление ступенчатого шунта следует выбирать из условия

$$R_ш \leqslant \frac{R_{ом1}}{n}, \qquad (4\text{-}24)$$

где n — число элементов батареи питания на самом высокоомном пределе; оно легко определяется после выбора максимального напряжения питания для предела 1, проводимого по формуле (4-15) или (4-19).

Для удобства установки нуля омметр иногда снабжается кнопкой K, при нажатии которой замыкаются входные зажимы прибора.

Высоковольтная батарея питания, обеспечивающая напряжение U_1, обычно не монтируется внутри кожуха прибора. Ее соединяют последовательно с измеряемым сопротивлением при работе на пределе 1.

Многопредельный омметр может быть выполнен как с переключателем пределов измерений, так и с системой гнезд. Внешний вид передних панелей двух возможных конструкций омметра показан на рис. 4-14.

При выборе пределов измерений следует учитывать, что возможность уменьшения входного сопротивления омметра ограничивается двумя причинами. Во-первых, при малом $R_{ом}$ может сильно увеличиться погрешность вследствие трудно учитываемого влияния внутреннего сопротивления источника питания; с целью компенсации влияния этого сопротивления на пределе с наименьшим входным сопротив-

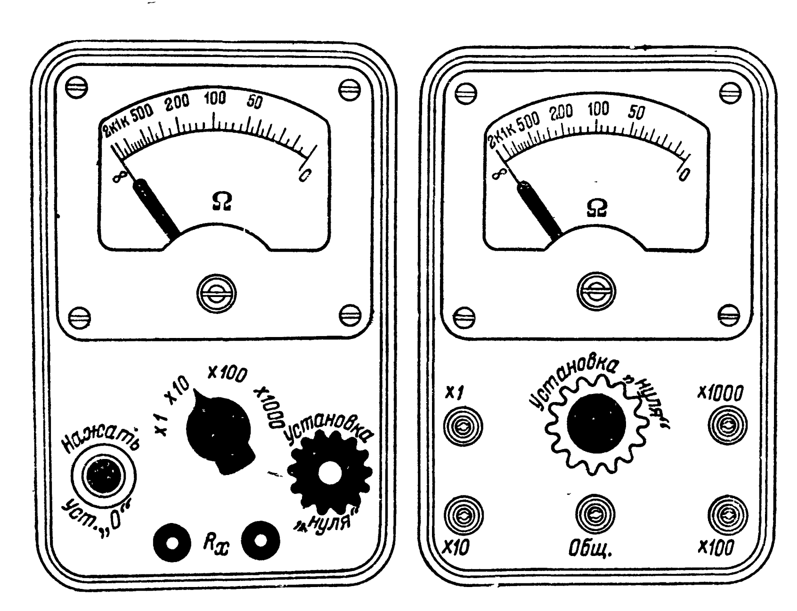


Рис. 4-14. Два варианта передней панели многопредельного омметра.

лением величину добавочного сопротивления обычно уменьшают на 1—1,5 *ом* относительно расчетного значения. Во-вторых, при малом $R_{ом}$ сильно возрастает ток в цепи питания, который может превысить допустимое значение. Поэтому при питании омметра от сухих элементов входное сопротивление не должно быть меньше 20—30 *ом*.

Вследствие указанных причин батарейные омметры, работающие по последовательной схеме, применяются главным образом для измерения сопротивлений средних и больших величин, когда можно пренебречь внутренним сопротивлением источника питания и когда разрядный ток источника не превышает допустимого значения.

Задача 4-8. Проверить расчет схемы омметра рис. 4-13, проведенный на основе следующих исходных данных: $R_{ом1}=100$ *ком*, $R_{ом2}=10$ *ком*, $R_{ом3}=1$ *ком*, $R_{ом4}=100$ *ом*, $\frac{U_м}{U_н}=1{,}5$. Измеритель — микроамперметр типа М49 — имеет данные: $I_и=200$ *мка*, $R_и=700$ *ом* (данные расчета приведены на схеме).

4-9. Параллельные схемы омметров

Омметры, работающие по параллельной схеме, применяются для измерения малых сопротивлений. Их основное достоинство — возможность получения малого входного сопротивления при сравнительно небольшом токе, потребляемом от источника питания. Схема такого омметра представлена на рис. 4-15. Она отличается от аналогичной

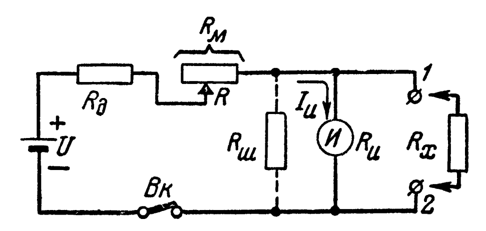


Рис. 4-15. Параллельная схема омметра.

последовательной схемы рис. 4-7 лишь способом включения измеряемого сопротивления R_x, которое присоединяется параллельно измерителю. Поэтому при разомкнутых входных зажимах *1* и *2* (т. е. при $R_x=\infty$) через измеритель проходит наибольший ток, который с помощью реостата R устанавливают равным току полного отклонения $I_и$. При подключении к омметру сопротивления R_x последнее шунтирует измеритель, уменьшая ток, протекающий через него. При замкнутых накоротко входных зажимах ($R_x=0$) ток через измеритель равен нулю. Необходимые величины сопротивлений $R_д$ и $R_м$ определяются формулами (4-11) и (4-12).

Градуировка шкалы параллельных схем омметров определяется отношением

$$\frac{I_x}{I_и}=\frac{R_x}{R_{ом}+R_x}=\frac{\frac{R_x}{R_{ом}}}{1+\frac{R_x}{R_{ом}}}, \qquad (4\text{-}25)$$

где I_x — ток в цепи измерителя при подключении сопротивления R_x, а

$$R_{ом} = \frac{(R_д + R) R_и}{R_д + R + R_и} = \frac{R_и}{1 + \frac{R_и}{R_д + R}} \tag{4-26}$$

есть входное сопротивление омметра, измеренное между зажимами *3* и *4*. При $R_x = R_{ом}$: $\frac{I_x}{I_и} = \frac{1}{2}$. Следовательно, и здесь середине шкалы соответствует измеряемое сопротивление, равное входному.

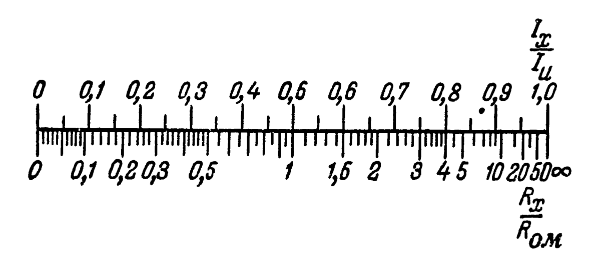


Рис. 4-16. Развернутая шкала омметра с параллельной схемой.

На рис. 4-16 изображена развернутая шкала омметра с параллельной схемой, выполненная в относительных единицах $\frac{R_x}{R_{ом}}$ и справедливая для омметра с любым входным сопротивлением при условии умножения отсчета по шкале на соответствующий множитель, численно равный $R_{ом}$. Эта шкала носит точно такой характер, как и шкала омметра, собранного по последовательной схеме, но расположена она в обратном направлении.

Обычно сопротивление в цепи питания $R_д + R$ не менее чем в 5 — 20 раз превышает сопротивление измерителя $R_и$. Поэтому входное сопротивление параллельной схемы омметра в основном определяется сопротивлением измерителя и при достаточно большой величине $R_д + R$ приближенно можно считать $R_{ом} \approx R_и$.

Если требуемое входное сопротивление $R_{ом} < R_и$, то параллельно измерителю, как это показано пунктиром на

рис. 4-15, включают проволочный шунт, имеющий сопротивление

$$R_ш \approx \frac{R_и R_{ом}}{R_и - R_{ом}}, \qquad (4\text{-}27)$$

точную величину которого находят путем подгонки при регулировке прибора. В этом случае расчет сопротивлений $R_д$ и $R_м$ проводят по формулам:

$$R_д = \left(\frac{U_н}{I_и} \frac{R_ш - R_{ом}}{R_{ом}} - R_ш\right) \frac{R_{ом}}{R_ш}, \qquad (4\text{-}28)$$

$$R_м \geqslant \frac{U_м - U_н}{I_и} \frac{R_ш - R_{ом}}{R_ш}. \qquad (4\text{-}29)$$

В параллельных схемах с целью компенсации изменения напряжения питания перед началом измерений с помощью реостата R производят установку стрелки измерителя на отметку „∞“.. Это вызывает некоторое изменение входного сопротивления омметра. Возникающая дополнительная погрешность в отличие от последовательных схем будет значительно меньше при включении регулятора бесконечности последовательно в цепь питания, чем при включении его параллельно измерителю.

Для работы в параллельных схемах следует выбирать измеритель с возможно меньшим напряжением полного отклонения $U_и = I_и R_и$. При прочих равных условиях такой измеритель обеспечивает более высокую точность измерений и меньший расходный ток в цепи питания.

Точность измерений также повышается с увеличением напряжения питания, так как при этом возрастает необходимая величина сопротивления $R_д$, что уменьшает зависимость входного сопротивления от напряжения источника. Для того чтобы дополнительная погрешность измерений не превышала 5%, напряжение питания следует выбирать из условия

$$U_м \geqslant 10 I_и R_и \frac{\frac{U_м}{U_н}\left(\frac{U_м}{U_н} - 0{,}9\right)}{\frac{U_м}{U_н} + 1}. \qquad (4\text{-}30)$$

Для предохранения батареи питания от непроизводительного разряда омметры должны снабжаться выключате-

лем или кнопкой, замыкающими цепь питания лишь на время измерений.

При питании омметра от сухих элементов наименьшее допустимое значение входного сопротивления можно считать равным 1 *ом*. При использовании в качестве источников аккумуляторных батарей, допускающих значительный разрядный ток, и выборе измерителя с малым напряжением U_u можно изготовить омметр с входным сопротивлением порядка сотых и даже тысячных долей ома. В таких омметрах следует учитывать сопротивление проводников, соединяющих цепь измерителя с измеряемым сопротивлением. Эти соединения необходимо выполнять толстым проводом весьма малого сопротивления. Для уменьшения переходного сопротивления выводы прибора иногда снабжаются толстыми заостренными на конце металлическими щупами.

Если заданный диапазон измеряемых сопротивлений охватывает и малые и большие сопротивления, может быть применена комбинированная схема омметра, представляющая собой сочетание последовательной и параллельной схем. В такой схеме большие сопротивления включаются последовательно в цепь питания, а малые — параллельно измерителю; отсчет производится по двум различным шкалам

Задача 4-9. Рассчитать параллельную схему омметра рис. 4-15 по следующим данным: $R_{ом} = 1$ *ом*, $\frac{U_м}{U_н} = 1{,}5$, измеритель — миллиамперметр типа М51 — имеет $I_и = 5$ *ма* и $R_и = 15$ *ом*.

Ответ: $U_м = 1{,}5$ *в* ($> 0{,}27$ *в*); $U_н = 1$ *в*; $R_ш \approx 1{,}1$ *ом*; $R_д = 12{,}3$ *ом*; $R_м = 7$ *ом* ($\geqslant 6{,}7$ *ом*).

4-10. Ламповые омметры

Любой ламповый вольтметр, измеряющий постоянные напряжения, может быть применен и для измерения электрических сопротивлений средних и больших величин. Для этого вольтметр дополняется специальной цепью, создающей на его входе постоянное напряжение, величина которого зависит от измеряемого сопротивления R_x.

В качестве примера на рис. 4-17 приведена схема лампового прибора, позволяющего измерять постоянные напряжения и сопротивления. За ее основу взята несколько видоизмененная схема лампового вольтметра постоянного тока рис. 3-9,*а*, снабженная двухсекционным переключателем рода работы *П*. Измерение напряжений производится в положении переключателя «*U*». При этом последовательно

с измерителем оказывается включенным постоянное сопротивление R_8 порядка 5—10 *ком*. Установка нуля осуществляется потенциометром R_5. Полярность включения измерителя такова, что вольтметр измеряет отрицательные напряжения, предельное значение которых обозначим U_n.

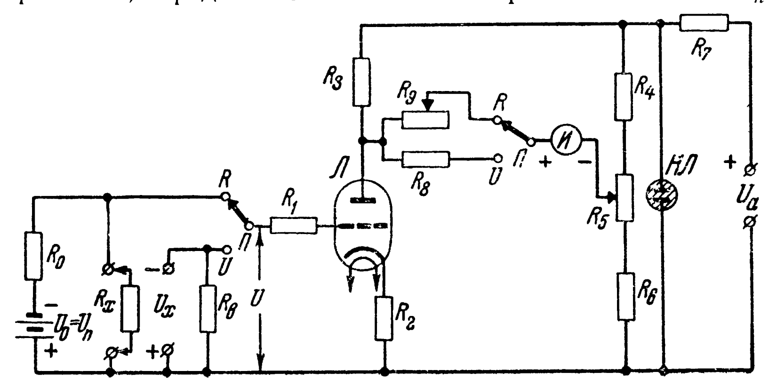


Рис. 4-17. Схема лампового вольтомметра.

Измеряемое сопротивление R_x и постоянное сопротивление R_0 подключены к источнику постоянного тока, напряжение на зажимах которого U_0 должно быть равно предельному напряжению U_n, измеряемому вольтметром. При установке переключателя *П* в положение „*R*" на вход вольтметра с измеряемого сопротивления R_x подается напряжение

$$U = U_n \cdot \frac{R_x}{R_0 + R_x}. \tag{4-31}$$

Зависимость этого напряжения от величины R_x позволяет снабдить измеритель вольтметра дополнительной шкалой, проградуированной непосредственно в значениях измеряемых сопротивлений.

Когда $R_x = 0$, вход вольтметра закорочен; при этом с помощью потенциометра R_5 стрелку измерителя устанавливают точно на нуль шкалы вольтметра, который одновременно является и нулем шкалы омметра. При $R_x = \infty$ на вход вольтметра поступает полностью напряжение U_0 от вспомогательного источника. При этом стрелка должна отклониться до конца шкалы. Однако следует считаться

с возможностью некоторого отличия напряжения U_0 от предельного напряжения U_n. Поэтому при измерении сопротивлений последовательно с измерителем включают переменное сопротивление $R_9=(1,2\div1,5)R_8$, с помощью которого при $R_x=\infty$ добиваются отклонения стрелки измерителя до конца шкалы. Так как при установке бесконечности может несколько нарушиться произведенная ранее установка нуля, то указанные регулировки повторяют несколько раз.

При $R_x=R_0$ входное напряжение $U=\frac{1}{2}U_n$. Следовательно, если шкала вольтметра близка к линейной, то середине шкалы омметра соответствует измеряемое сопротивление, близкое по величине к R_0, и характер шкалы будет такой же, как у параллельных схем омметров, входное сопротивление которых $R_{ом}=R_0$.

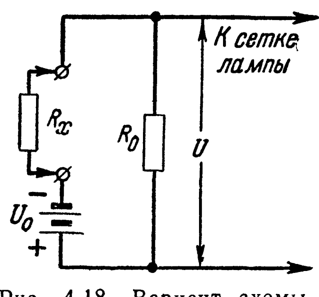


Рис. 4-18. Вариант схемы входной цепи лампового омметра.

Другой возможный вариант входной цепи лампового омметра показан на рис. 4-18. Здесь на вход вольтметра подается напряжение, снимаемое с постоянного сопротивления R_0. При этом градуировка шкалы омметра располагается в обратном по сравнению с предыдущей схемой направлении, причем она носит такой же характер, как у последовательных схем омметров, имеющих входное сопротивление R_0.

Таким образом, градуировка шкалы, а следовательно, и предел измерений ламповых омметров определяется величиной сопротивления R_0. Это позволяет построить многопредельный ламповый омметр, в котором переход от предела к пределу осуществляется переключением сопротивлений R_0. Обычно сопротивления R_0 смежных пределов отличаются друг от друга в 10 раз, что позволяет использовать для отсчета общую шкалу с десятичными множителями к ней.

Наименьшее значение сопротивления R_0 ограничивается возрастанием тока, потребляемого от источника U_0, а также внутренним сопротивлением источника. Максимальное значение R_0 ограничивается величиной входного сопротивления вольтметра, которое при измерении сопротивлений должно

быть, по крайней мере, в 50—100 раз больше сопротивления R_0. При монтаже входных зажимов на высококачественном изоляционном материале, применении переключателей рода работы и пределов измерения с керамическими платами, использовании бесцокольных ламп и тщательном выполнении монтажа в самодельных приборах удается осуществить измерение сопротивлений до 1 000 *Мом* и более, для чего требуется включение сопротивления R_0 порядка 100 *Мом*. Трудности подбора достаточно точных и стабильных сопротивлений R_0 большой величины препятствуют расширению предела измерений. Ламповые омметры промышленных типов (тераомметры) позволяют измерять сопротивления до 100 000 *Мом*.

В многопредельном ламповом вольтметре для измерения сопротивлений наиболее удобно использовать напряжения 1,5 или 3 *в*, так как в этом случае источник напряжения U_0 может состоять из одного или двух сухих элементов. Но при измерении очень больших сопротивлений, например сопротивлений изоляции, работа при низком напряжении U_0 не всегда целесообразна, так как величина таких сопротивлений зависит от приложенного к ним напряжения, уменьшаясь с возрастанием последнего. Изменение больших сопротивлений наблюдается обычно до напряжений порядка 100 *в*. Поэтому желательно, чтобы напряжение U_0 было не ниже 100 *в*. Для получения такого напряжения можно использовать выпрямитель прибора; с целью уменьшения внутреннего сопротивления выпрямителя при одновременной стабилизации его выходного напряжения параллельно зажимам выпрямителя включают газонаполненные стабилизаторы.

На величину сопротивлений изоляции и утечки влияют внешние условия (влажность, температура воздуха и т. п.), при которых производится измерение, а также длительность действия испытательного напряжения. Поэтому условия испытания детали желательно приближать к действительным условиям ее эксплуатации; отсчет следует производить не ранее чем через минуту после подключения R_x к зажимам. При измерении сопротивления утечки электролитических конденсаторов отсчет производится через 10 *мин* после включения, так как заряд конденсатора требует значительного времени. Для ускорения заряда можно вначале включить низкоомный предел, а затем переключить прибор на нужный предел измерений. Во избежание пробоя конденсаторов необходимо обращать внимание на полярность их подключе-

ния и рабочее напряжение, которое не должно быть ниже испытательного напряжения U_0. Желательно предусмотреть автоматический разряд конденсаторов после окончания их испытания.

Способность ламповых вольтметров выдерживать большие перегрузки можно использовать для получения шкалы омметра, приближающейся к линейной. Для этого необходимо, чтобы напряжение источника U_0 значительно превосходило предел измерений вольтметра U_n.

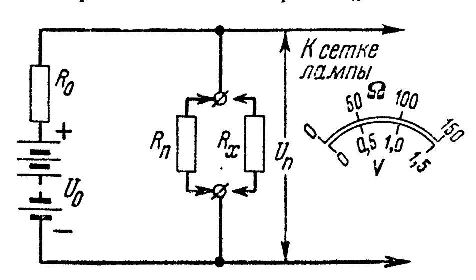


Рис. 4-19. Схема входной цепи и шкала линейного лампового омметра.

Входная часть линейного лампового омметра выполняется по схеме рис. 4-19. Здесь используются два постоянных сопротивления: R_n и R_0. Сопротивление R_n берется равным предельному измеряемому сопротивлению, при котором стрелка измерителя должна отклоняться на всю шкалу. При подключении сопротивления R_n к входным зажимам „R_x“ падение напряжения на нем должно быть равно пределу измерений вольтметра U_n. Для этого необходимо, чтобы второе сопротивление входного делителя напряжения имело величину

$$R_0 = R_n\left(\frac{U_0}{U_n} - 1\right). \qquad (4\text{-}32)$$

Измеритель прибора снабжается дополнительной шкалой, проградуированной от 0 до значения R_n. Если величина R_n кратна предельному напряжению U_n, то при отношении $\frac{U_0}{U_n} > 20$ можно с достаточной для практических целей точностью отсчет измеряемых сопротивлений проводить по шкале напряжений с применением соответствующих множителей.

Измерение сопротивлений линейным омметром производят в следующем порядке: 1) при $R_x=0$ потенциометром R_5 (рис. 4-17) стрелку измерителя устанавливают на общий нуль; 2) подключают к входным зажимам сопротивление R_n и реостатом R_9 добиваются отклонения стрелки измерителя до конца шкалы; 3) отсоединив сопротивление R_n, подключают измеряемое сопротивление и производят отсчет по шкале.

Задача 4-10. Определить необходимые величины сопротивлений R_0 многопредельного линейного омметра, имеющего пределы измерений $R_{n1} = 150$ *ом*, $R_{n2} = 1\,500$ *ом* и $R_{n3} = 15\,000$ *ом*, если напряжение источника $U_0 = 60$ *в*, а вольтметр включен на предел $U_n = 1{,}5$ *в*.

Ответ: $R_{01} = 5\,850$ *ом*, $R_{02} \approx 58{,}5$ *ком*, $R_{03} \approx 585$ *ком*.

4-11. Мостовой метод измерения электрических сопротивлений

Наиболее точным методом измерения электрических сопротивлений является мостовой метод. Приборы, основанные на мостовом методе, носят название *мостов* постоянного или переменного тока в зависимости от рода питающего их источника.

Принципиальная схема *моста постоянного тока* приведена на рис. 4-20. Мост состоит из четырех сопротивлений R_1, R_2, R_3 и R_4, образующих замкнутый четырехугольник. Стороны этого четырехугольника называются *плечами* моста. В одну диагональ моста включен источник постоянного напряжения U, а в другую индикатор нуля *И*. В приборах промышленного изготовления в качестве индикаторов используют гальванометры (микроамперметры) с чувствительностью $0{,}1 \div 0{,}01$ *мка/дел*, имеющие шкалы с нулем посредине.



Рис. 4-20. Схема трехпредельного моста постоянного тока.

Мост считается *уравновешенным* или *сбалансированным*, если в цепи индикатора отсутствует ток; это может иметь место лишь при равенстве потенциалов вершин *а* и *б*. Положение равновесия достигается соответствующим подбором сопротивлений плеч моста.

Предположим, что мост схемы рис. 4-20 уравновешен. В этом случае ток в индикаторную диагональ не ответвляется и через сопротивления R_1 и R_2 протекает один и тот же ток I_1, точно так же одинаковый ток I_2 проходит через сопротивления R_3 и R_4. Так как разность потенциалов между точками *а* и *б* отсутствует, то эти токи создают одинаковые падения напряжения на сопротивлениях R_1 и R_4, а также R_2 и R_3, т. е.

$$I_2R_4 = I_1R_1,$$
$$I_2R_3 = I_1R_2.$$

Разделив первое равенство на второе, находим:

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_1}{R_2},$$

откуда

$$R_4R_2 = R_3R_1. \qquad (4\text{-}33)$$

В уравновешенном мосте произведения сопротивлений противоположных плеч равны между собой. Если одно из этих сопротивлений, например R_4, является неизвестным, то его величину можно найти по формуле

$$R_4 = R_x = R_3\frac{R_1}{R_2}. \qquad (4\text{-}34)$$

Для достижения равновесия моста при различных значениях R_x необходимо иметь возможность изменять одно или несколько сопротивлений других плеч. Предположим, что для этой цели используется реостат R_3, который снабжен шкалой, проградуированной в значениях его сопротивления. Тогда из формулы (4-34) следует, что при одинаковых сопротивлениях R_1 и R_2 $\left(\text{т. е. при отношении } \frac{R_1}{R_2} = 1\right)$ равновесие моста имеет место при $R_x = R_3$, т. е. отсчет измеряемых сопротивлений можно производить непосредственно по шкале реостата R_3. Предельное значение измеряемых сопротивлений определяется полным сопротивлением реостата R_3, равным, например, 10 *ом*. Для расширения предела измерений можно сопротивление R_1 с помощью переключателя *П* заменять другими в 10, 100, 1 000 и т. д. раз большими сопротивлениями, при которых отношение $\frac{R_1}{R_2}$ становится равным 10, 100, 1 000 и т. д. Очевидно, что при этом отсчет по шкале R_3 придется умножать на соответ-

ствующий множитель, кратный 10, а предельное значение измеряемых сопротивлений увеличится до 100, 1 000, 10 000 *ом* и более.

Точность измерения при помощи мостов зависит от точности подбора постоянных сопротивлений плеч, правильности градуировки переменного сопротивления и точности установки положения равновесия. В мостах промышленного изготовления, где в качестве сопротивлений R_1, R_2 и R_3 применяются магазины сопротивлений, образцовые постоянные и переменные сопротивления, точность достигает десятых долей процента.

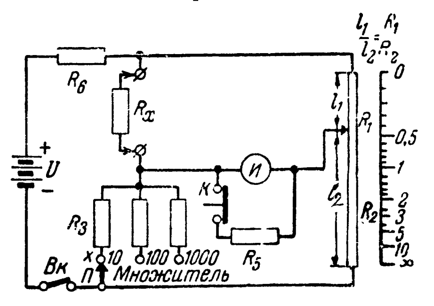


Рис. 4-21. Схема реохордного моста с „бесконечным" пределом измерения и его шкала.

В радиотехнической практике находят применение и более простые, так называемые *реохордные мосты*, позволяющие обойтись небольшим количеством точно подобранных сопротивлений и обеспечивающие точность измерений порядка нескольких процентов. В этих мостах сопротивления R_1 и R_2 заменены *реохордом*, который представляет собой натянутую по прямой линии или по окружности манганиновую проволоку со скользящим по ней движком. Так как сопротивление этой проволоки прямо пропорционально ее длине, то отношение сопротивлений $\frac{R_1}{R_2}$ двух участков проволоки, разделенных движком, будет равно отношению длин этих участков $\frac{l_1}{l_2}$. Отношение $\frac{l_1}{l_2}$ высчитывается для каждого положения движка и наносится на шкале, располагаемой параллельно проволоке. Как видно из рис. 4-21, где приведена схема реохордного моста, шкала имеет градуировку от 0 до ∞, причем ее середине соответствует отношение $\frac{l_1}{l_2}=1$. Уравновешивание моста производится перемещением движка реохорда. Величина измеряемого сопротивления определяется по формуле

$$R_x=R_3\frac{l_1}{l_2}. \qquad (4\text{-}35)$$

Переключая сопротивления R_3, можно изменять цену делений шкалы моста. При этом величина R_x будет равна произведению отсчета по шкале реохорда на множитель, определяемый положением переключателя *П* и численно равный значению R_3.

Когда мост не уравновешен, через чувствительный индикатор может протекать большой, опасный для него ток. Поэтому в начале измерений искусственно понижают чувствительность схемы, подключая параллельно индикатору *И* небольшое сопротивление R_5. После приближенного уровновешивания моста нажатием кнопки *К* сопротивление R_5 выключают и проводят окончательную регулировку. Иногда для ограничения тока последовательно с индикатором, как это показано на рис. 4-22, включают большое сопротивление R_7, которое при точном уравновешивании моста закорачивают.

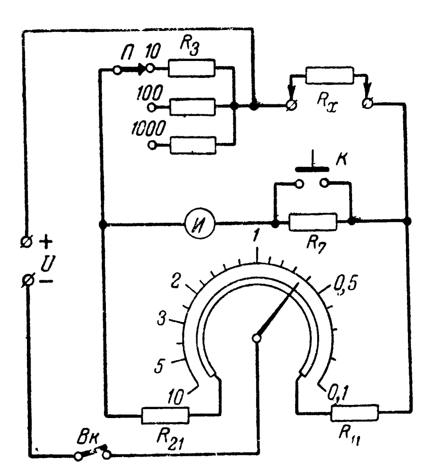


Рис. 4-22. Схема реохордного моста с ограниченным пределом измерения.

При определенной полярности включения индикатора и батареи питания можно установить, в какую сторону от нуля отклоняется стрелка, если отсчитываемое по положению ручек управления сопротивление меньше или больше измеряемого. Сделав соответствующие отметки на шкале индикатора (*Мало, Много*), можно легко определить направление, в котором следует изменять сопротивления моста для достижения равновесия.

Точность уравновешивания моста существенно зависит от чувствительности индикатора и величины напряжения питания. Малая чувствительность индикатора может быть в некоторой степени скомпенсирована увеличением напряжения питания. Последнее выбирают таким, чтобы при отсутствии измеряемого сопротивления и включенном ограничительном сопротивлении R_5 или R_7 стрелка индикатора отклонялась примерно до конца шкалы. Чем большие сопротивления должен измерять мост, тем большее напряжение требуется для

получения заметного отклонения стрелки при неуравновешенном мосте.

Если напряжение питания моста выбрано из условия обеспечения его работы на самом высокоомном пределе, то для ограничения напряжения, подводимого к мосту на низкоомных пределах, последовательно в цепь питания включают сопротивление R_6 (рис. 4-21) порядка нескольких килоом. Иногда на высокоомном пределе к мосту подключают дополнительный источник питания.

Сопротивление реохорда, выполненного из отрезка манганиновой проволоки, обычно равно нескольким омам. С целью уменьшения нагрузки на источник питания в самодельных мостах вместо реохордов иногда применяют проволочные потенциометры сопротивлением в несколько сотен или тысяч *ом*, имеющие плотную равномерную намотку.

Равновесие моста не нарушится, если поменять местами индикаторную диагональ и диагональ питания, как это сделано на схеме рис. 4-22. Такая схема при малом сопротивлении реохорда значительно меньше нагружает источник питания, чем схема рис. 4-21.

В схеме моста рис. 4-22 для уменьшения неравномерности шкалы реохорда последовательно с реохордом включены два одинаковых сопротивления R_{11} и R_{21}; если величина сопротивлений удовлетворяет условию $R_{11}=R_{21}=\frac{R}{9}$, где R — полное сопротивление реохорда, то крайним положениям движка будут соответствовать отношения сопротивлений $\frac{R_1}{R_2}$, равные 0,1 и 10.

Для более точного определения положения равновесия в некоторых мостах применяют переключатель, позволяющий изменять полярность включения индикатора. При точной установке нуля указанное переключение не вызывает отклонения стрелки индикатора.

Вместо стрелочного индикатора в мостах постоянного тока могут использоваться телефоны или громкоговоритель. Если мост неуравновешен, то при замыкании и размыкании цепи питания выключателем *Вк* в телефонах прослушиваются щелчки, исчезающие после достижения равновесия.

Измерение электрических сопротивлений проводят также мостами, питаемыми от сети переменного тока. Такие мосты можно использовать и для измерения емкости конденсаторов (см. § 14-8).

Рассмотренные выше мостовые схемы непригодны для измерения сопротивлений, меньших 0,1—1 *ом,* вследствие влияния соединительных проводников и контактов, включенных последовательно с измеряемым сопротивлением. Специальные конструкции мостов, применяемые в лабораторной практике, позволяют измерять сопротивления от 1 *мком.*

Помимо измерения электрических сопротивлений мостовые схемы широко применяются для прямого измерения самых разнообразных электрических величин, как, например, емкостей, индуктивностей, частоты (см. § 14-7, 14-8, 15-2, 16-3), и для косвенного измерения ряда неэлектрических величин: температуры, давления, влажности и др., изменения которых с помощью специальных датчиков удается преобразовать в соответствующие изменения какого-либо параметра моста, например сопротивления одного из плеч.

Основным недостатком уравновешенных мостов, в ряде случаев ограничивающим их применение, является отсутствие непосредственного отсчета, необходимость в регулировке для получения результатов измерения. Этот недостаток успешно преодолевается, правда за счет некоторого уменьшения точности измерений, в неуравновешенных и автоматических мостах, разработка и усовершенствование которых в последние годы создали основу для автоматизации контроля и управления многими производственными процессами.

Неуравновешенный мост обычно собирается по простейшей схеме, три плеча которой составляют известные постоянные сопротивления, а четвертое плечо — измеряемое сопротивление R_x. Этот мост будет уравновешен для какого-то определенного значения измеряемого сопротивления, равного, например, R_0 и зависящего от величины трех других сопротивлений моста в соответствии с формулой (4-34). Если сопротивление R_x отличается от сопротивления R_0, в цепи индикатора появляется ток, направление и величина которого зависят от соотношения между сопротивлениями R_x и R_0. Очевидно, что двусторонняя шкала индикатора может быть проградуирована непосредственно в значениях измеряемого сопротивления, причем середине шкалы будет соответствовать сопротивление $R_x = R_0$. Эта градуировка будет справедлива лишь при определенном напряжении питания моста, что создает необходимость стабилизации последнего. Изменение пределов измерения моста, т. е. изменение величины сопротивления R_0, при котором

мост оказывается уравновешенным, легко достигается заменой постоянного сопротивления одного из плеч сопротивлениями других номинальных величин.

Неуравновешенные мосты широко используются в производственной практике для контроля качества больших партий одинаковых радиотехнических деталей, например сопротивлений, в отношении соответствия их электрической величины заданному номинальному значению. Элементы такого моста выбирают из условия его уравновешивания при величине измеряемого сопротивления, равной номинальной. Градуировку индикатора производят непосредственно в процентах отклонения измеряемой величины от номинала, что облегчает разбраковку контролируемых деталей по различным нормам допуска.

Автоматические мосты работают на принципе самоуравновешивания. Их основой обычно является простейший реохордный мост, схема которого отличается от приведенной на рис. 4-21 или 4-22 лишь отсутствием стрелочного индикатора. Напряжение, возникающее при неуравновешенном мосте на зажимах индикаторной диагонали, после усиления воздействует на электродвигатель, вращение которого посредством специальной передачи создает перемещение ползунка реохорда моста. Скорость и направление вращения двигателя определяются величиной и полярностью воздействующего на него напряжения. По мере приближения к положению равновесия напряжение, подводимое к двигателю, уменьшается, что приводит к замедлению вращения (перемещения), а затем и к остановке (в момент уравновешивания) двигателя и связанного с ним ползунка реохорда. Значение измеряемой величины находится по шкале реохорда.

Известно, что усилители постоянного тока работают недостаточно стабильно. Поэтому при питании автоматического моста от источника постоянного тока выходное напряжение индикаторной диагонали часто преобразуют при помощи вибрационного или магнитного преобразователя в переменное напряжение; это позволяет применить усилитель переменного тока, воздействующий на однофазный асинхронный двигатель, скорость и направление вращения которого определяются величиной и фазой подводимого к нему напряжения. Необходимость в наличии специального преобразователя отпадает, если питать мост переменным током, например, используя для этой цели сеть переменного тока частоты 50 *гц*.

Автоматические мосты могут быть легко приспособлены для записи и регулирования измеряемой ими величины путем сопряжения пишущего или регулирующего приспособления с вращающейся системой электродвигателя; это обусловило их широкое использование при электрических измерениях различных неэлектрических величин.

ГЛАВА ПЯТАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ ТОКОВ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

5-1. Общие сведения

При настройке колебательных контуров и антенных цепей радиопередатчиков, а также измерительных контуров некоторых приборов возникает необходимость в измерении токов высоких частот.

Эквивалентные схемы высокочастотной цепи при двух возможных вариантах включения амперметра показаны на

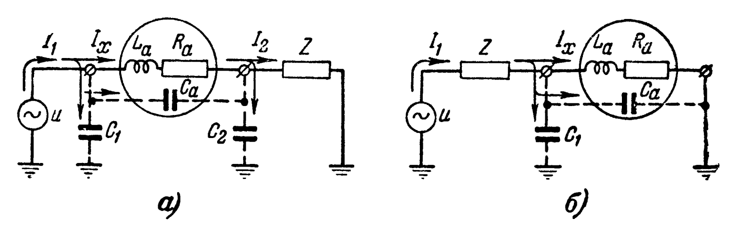


Рис. 5-1. Эквивалентная схема высокочастотной цепи при неправильном (*а*) и при правильном (*б*) включении миллиамперметра.

рис. 5-1. Включение амперметра эквивалентно включению в цепь комплексного сопротивления, состоящего из сопротивления R_a, и индуктивности прибора L_a, емкости между входными зажимами прибора C_a и емкости входных зажимов по отношению к земле (корпусу) C_1 и C_2. Величина этого сопротивления меняется с изменением частоты тока. Следовательно, включение амперметра приводит к изменению тока в цепи, причем величина и характер этого изменения зависят от частоты измеряемого тока. Влияние амперметра на высоких частотах может оказаться настолько сильным, что при большой его индуктивности L_a практически произойдет разрыв, а при больших емкостях C_1 и C_2 — короткое замыкание цепи.

Часть протекающего в цепи тока ответвляется через шунтирующие амперметр емкости C_a, C_1 и C_2. Следовательно,

ток в цепи источника питания I_1, ток I_x, измеряемый амперметром, и ток I_2, протекающий через нагрузку Z, будут различны (на схеме рис. 5-1,*а* $I_1 > I_x > I_2$). Соотношения между этими токами не постоянны, они зависят от частоты, вследствие чего возникает дополнительная частотная погрешность измерений, возрастающая с увеличением частоты. Особенно велика дополнительная погрешность в том случае, если собственная частота параллельного колебательного контура, образованного цепью прибора и шунтирующими емкостями, окажется близкой к частоте тока в измеряемой цепи. При этом сопротивление между зажимами прибора сильно возрастает, а через его цепь протекает большой ток, который может значительно превосходить ток в измеряемой цепи.

Для уменьшения погрешности измерения комплексное сопротивление прибора должно быть значительно меньше сопротивления исследуемой цепи. Оно должно мало зависеть от частоты и носить по возможности активный характер; последнее легче достигается при малых геометрических размерах измерительного механизма прибора и удалении его от металлических предметов.

Влияние прибора на режим цепи можно уменьшить правильным выбором места его включения. Прибор желательно включать в точки цепи, имеющие потенциал, близкий к потенциалу земли или равный ему, как это показано на схеме рис. 5-1,*б*. В этом случае емкость C_2 замкнута накоротко, а ответвление тока через емкости C_1 и C_a значительно меньше и не приводит к шунтированию нагрузки.

Выключение прибора из колебательного контура после настройки последнего неизбежно ведет к расстройке контура, которая на высоких частотах может оказаться значительной. Поэтому высокочастотные амперметры обычно входят в состав радиотехнической аппаратуры и как переносные приборы применяются редко.

Для измерения высокочастотных токов в широком диапазоне частот наиболее пригодны термоэлектрические приборы. В ряде случаев удовлетворительные результаты могут быть получены с помощью фотометра.

5-2. Устройство и принцип действия термоэлектрических приборов

Действие термоэлектрических приборов основано на преобразовании переменного тока в постоянный при помощи термопреобразователя.

Термоэлектрический прибор (рис. 5-2) состоит из термоэлемента и магнитоэлектрического измерительного механизма *И*. Термоэлемент в свою очередь состоит из подогревателя *П*, который включается в цепь измеряемого тока, и термопары, состоящей из двух разнородных проводников, например железной *Ж* и константановой *К* проволочек. Подогреватель и термопара соединяются в точке *a* посредством сварки, спайки или другим каким-либо способом.

При прохождении по подогревателю измеряемого переменного тока выделяется тепло, нагревающее точку соединения проводников *a*; при этом возникает термоэлектродвижущая сила, создающая постоянный ток *I* в цепи термопары, регистрируемый измерительным механизмом. Величина термо-э. д. с. зависит

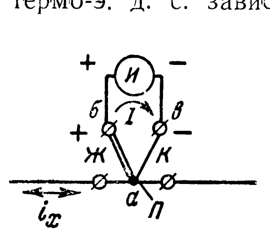


Рис. 5-2. Схема термоэлектрического прибора с контактным термоэлементом.

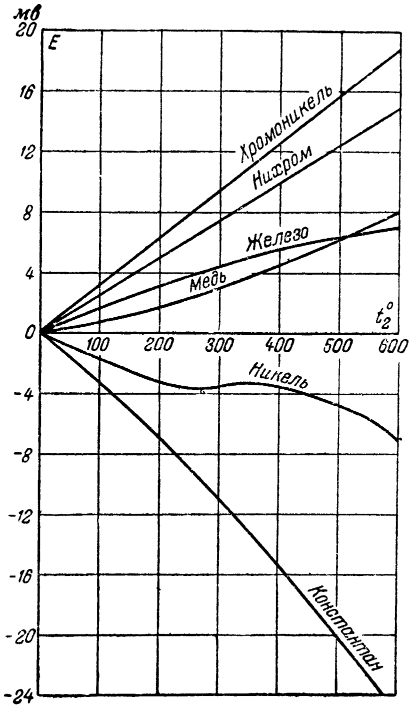


Рис. 5-3. График зависимостей термо-э. д. с. от температуры для некоторых металлов и сплавов.

от материалов проводников термопары и возрастает с увеличением разности температур $t_г—t_х$ горячего и холодных концов термопары.

Термоэлектрические свойства металлов принято оценивать величиной термо-э. д. с. термопары, состоящей из данного металла и платины. Зависимость этой термо-э. д. с. от температуры $t_г$ при постоянной температуре $t_х=0$ для некоторых металлов, применяемых в термопарах, приведены на рис. 5-3. Термо-э. д. с. считается положительной, если

ток во внешней цепи термопары протекает от данного металла к платине, и отрицательной — при противоположном направлении тока. Например, при $t_г = 400°$ термопара железо — платина дает термо-э. д. с. $E_{ж.п} = 5,5$ *мв*, а термопара константан — платина — термо-э. д. с. $E_{к.п} = -15,3$ *мв*.

Термо-э. д. с. термопар, не содержащих платины, определяется как алгебраическая разность термо-э. д. с. двух термопар, каждая из которых содержит один из металлов исследуемой термопары и платину. Например, при $t_г = 400°$ термо-э. д. с. термопары железо — константан $E_{ж.к} = E_{ж.п} - E_{к.п} = 5,5 - (-15,3) = 20,8$ *мв*, причем ток во внешней цепи термопары будет протекать от железа к константану.

Если температура холодных концов отличается от нуля, то результирующая термо-э. д. с. определяется как разность термо-э. д. с. при температурах $t_г$ и $t_х$. Например, для термопары железо—константан при $t_г = 400°$ и $t_х = 50°$ результирующая термо-э. д. с. равна $20,8 - 2,5 = 18,3$ *мв*.

Следует учитывать, что действительное значение термо-э. д. с. может отличаться в пределах $\pm 20\%$ от расчетного в зависимости от содержащихся в металлах примесей, процентного состава сплавов, термической обработки поверхности проводников и т. д.

Для получения большой термо-э. д. с. проводники термопары следует изготовлять из металлов, значительно различающихся по своим термоэлектрическим свойствам. Поэтому, как видно из рис. 5-3, в качестве одного из проводников термопары выгодно брать константан, а в качестве второго — медь, железо или нихром.

Недостатком константана является то, что допускаемая им рабочая температура нагрева горячего конца термопары не превышает 500—600°. Поэтому термо-э. д. с. термопары не может превысить 30—40 *мв*. Расчетное значение термо-э. д. с. обычно берут еще меньше, ограничивая нагрев горячего конца температурой 300—400° во избежание повреждения термопары при случайных перегрузках.

Высокую термо-э. д. с., достигающую 40 *мв* при $t_г = 500°$, дает термопара нихром — константан. Недостатком ее является высокое удельное сопротивление обоих проводников. Более широкое применение имеют термопары железо — константан и медь — константан.

Существенное значение имеет теплопроводность провод-

ников термопары и окружающей ее среды, так как замедленный отвод тепла от термопары приводит к *тепловой инерции* термоэлектрического прибора. Сущность этого явления заключается в том, что при сравнительно быстром изменении величины измеряемого тока, протекающего через подогреватель, соответствующее изменение температуры нагрева горячего конца происходит с замедлением, следствием чего является запаздывание срабатывания измерительного механизма при изменении измеряемого тока.

Для улучшения отвода тепла от холодных концов термопары с целью стабилизации их температуры эти концы присоединяют к массивным медным или латунным зажимам.

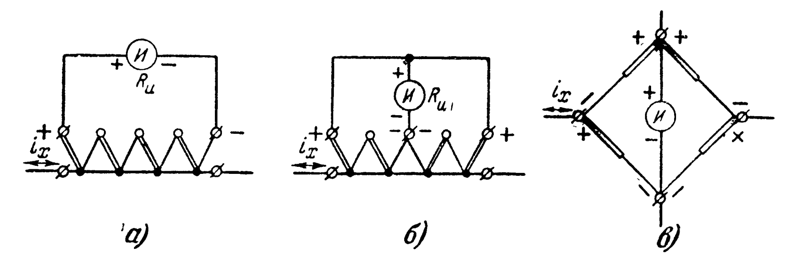


Рис. 5-4. Схемы термоэлектрических приборов с термопреобразователями.

Для уменьшения отвода тепла от горячих концов термопары сами проводники термопары берут очень тонкими, диаметром не более 0,1 *мм*. Чтобы сопротивление проводников не было очень большим, их длину берут порядка 1 *см*.

Один термоэлемент обычно не в состоянии обеспечить термо-э. д. с., необходимую для отклонения стрелки измерительного механизма на всю шкалу. Для увеличения термо-э. д. с. иногда применяют последовательное соединение нескольких термопар, которые в совокупности с подогревателем образуют *термопреобразователь* (рис. 5-4,*а*). Сопротивление такого термопреобразователя возрастает пропорционально суммарной термо-э. д. с., поэтому такой термопреобразователь оказывается эффективным лишь в том случае, если его сопротивление значительно меньше сопротивления измерительного механизма. Если же сопротивление измерительного механизма мало, то лучшие результаты дает термопреобразователь с последовательно-параллельным соединением термопар (рис. 5-4,*б*), а также термопреобразователь, работающий по мостовой схеме (рис. 5-4,*в*). Особенностью последней схемы является отсутствие спе-

циальных подогревателей: измеряемый ток проходит непосредственно по проводникам термопар. Для создания разности температур между горячими и холодными концами последние присоединяют к массивным металлическим зажимам. При идентичности термопар измеряемый ток в цепь измерительного механизма не ответвляется.

Подогреватели термоэлемента и термопреобразователя изготовляют из материала, обладающего высоким удельным сопротивлением и допускающего температуру нагрева не меньшую, чем проводники термопары. Материалом большинства подогревателей служат константан и нихром; длина их берется порядка 1—2 *см*, а диаметр — в зависимости от предельного значения измеряемого тока.

Следует учитывать, что на нагрев горячего конца термопары тратится лишь небольшая доля выделяющегося в подогревателе тепла, бо́льшая часть которого теряется в результате лучеиспускания, конвекции и теплопроводности подогревателя и присоединенных к нему элементов. Для уменьшения потерь тепла на излучение великий русский физик П. Н. Лебедев в 1895 г. предложил помещать термоэлемент в стеклянную вакуумную трубку. *Вакуумные термоэлементы* применяются для измерения малых переменных токов, начиная от десятых долей миллиампера. При одинаковом измеряемом токе вакуумный термоэлемент обеспечивает в 10—30 раз большую термо-э. д. с., чем аналогичный ему по устройству воздушной термоэлемент.

Влияние термоэлектрического прибора на исследуемую цепь можно характеризовать падением напряжения на подогревателе при измерении предельного тока $I_п$; оно составляет примерно 1 *в* при $I_п = 10$ *ма* и 0,1 *в* при $I_п = 1$ *а*.

Качество работы термоэлемента существенно зависит от надежности спая термопары и подогревателя. Хороший спай обеспечивается электросваркой; спайка оловом неприменима из-за высокой температуры нагрева подогревателя.

Изготовление термоэлемента облегчается, если подогреватель и термопара выполняются из одинаковых по сечению проволочек *Ж* и *К*, свариваемых в точке *О* (рис. 5-5). Такие термоэлементы, называемые *крестообразными*, пригодны лишь для измерения малых токов, так как диаметр подогревателя в данном случае определяется диаметром проводников термопары, которые берутся весьма тонкими. Недостатком их является также то, что место спая имеет заметное сопротивление, вследствие чего часть измеряемого тока может ответвляться в цепь измерительного механизма.

Термопреобразователь может помещаться внутри кожуха прибора. В этом случае подогреватель присоединяется к зажимам прибора, а концы термопары — к выводам измерительного механизма. С конструктивной точки зрения часто оказывается более удобным выполнять термопреобразователь в виде отдельного элемента, включенного непосредственно в исследуемую цепь (антенну или контур); при этом измерительный механизм в кожухе можно вынести на лицевую панель или пульт управления радиоустановки. Для уменьшения внешних температурных влияний сам термопреобразователь также помещают в кожух, например в цоколь от радиолампы, закрытый крышкой.

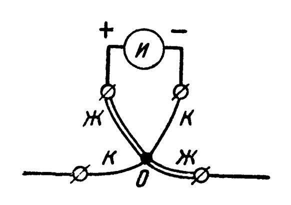


Рис. 5-5. Схема термоэлектрического прибора с крестообразным термоэлементом.

Учитывая чувствительность термоэлементов к перегрузкам, последовательно с подогревателем иногда включают предохранитель, который должен быть весьма точно подобран на ток, превышающий предельный измеряемый ток не более чем на 20—50%.

5-3. Погрешности термоэлектрических приборов

Основная погрешность термоэлектрического прибора определяется при частоте измеряемого тока 50 *гц* и для малогабаритных приборов составляет не менее 2—2,5%. Изменение внешней температуры вызывает увеличение погрешности измерителя из-за влияния температуры холодных концов термопар на величину термо-э. д. с. Как правило, *температурная погрешность* на каждые 10° изменения температуры относительно ее нормального значения не превышает основной погрешности прибора. Для уменьшения температурной погрешности следует удалять прибор от нагреваемых частей радиоаппаратуры. При измерении непрерывно меняющегося по величине тока может сказываться погрешность, обусловленная *тепловой инерцией* термопреобразователя.

Малая собственная индуктивность подогревателя, его незначительная емкость относительно окружающих предметов, небольшое потребление мощности от исследуемой цепи, не превышающее десятых долей ватта, делают термоэлектрические приборы пригодными для измерения токов высокой

частоты. Однако с повышением частоты погрешность измерений возрастает вследствие уменьшения глубины проникновения тока внутрь проводника подогревателя (поверхностный эффект); это приводит к увеличению активного сопротивления подогревателя и соответствующему возрастанию температуры точки спая $t_г$. В результате возникает *частотная погрешность* в сторону завышения показаний. Действие поверхностного эффекта ослабляется с уменьшением толщины проводника. Поэтому, чем меньше предельное значение измеряемого тока I_n, тем на более высоких частотах можно применить термоприбор.

Если ограничить допустимую частотную погрешность, вызываемую поверхностным эффектом, значением 5%, то для определения предельного допустимого значения измеряемого тока при данной длине волны λ или частоте f тока можно воспользоваться следующими практическими формулами:

$$\left.\begin{aligned} I_{n[a]} &\leqslant \frac{\lambda_{[м]}}{4}, \\ I_{n[a]} &\leqslant \frac{75}{f_{[Мгц]}}. \end{aligned}\right\} \qquad (5\text{-}1)$$

Например, для измерения токов в антеннах и выходных контурах любительских передатчиков 20-метрового диапазона могут быть применены термоамперметры с предельным значением тока до 5 *а*, в то время как в любительских УКВ-передатчиках, работающих в диапазоне $f = 85 \div 87$ *Мгц*, допустимо использование термоамперметров с пределами измерения до 0,9 *а*. Если термоамперметр имеет предельное значение тока, превышающее допустимое значение, то он может служить индикатором высокочастотного тока и использоваться при настройке контуров.

Частотная погрешность возрастает, если измерительный механизм имеет относительно большую емкость $C_{и}$, по отношению к земле (рис. 5-6,*а*). Через эту емкость часть измеряемого тока ответвляется на землю, вызывая дополнительный нагрев проводников термопары; при тонких проводниках ответвляющийся ток может вызвать их перегорание. Уменьшение ответвления тока достигается выбором измерительного механизма малых размеров, удалением его от металлических частей, а также включением в цепь измерителя высокочастотного фильтра (рис. 5-6,*б*). В некоторых термоприборах промышленного изготовления возможность ответвления измеряемого тока в цепь термопары практически

устраняется применением *бесконтактных термоэлементов* (рис. 5-6,*в*), в которых термопара и подогреватель не имеют между собой электрического контакта, а нагрев горячего спая термопары происходит через изоляционную среду, например стеклянную бусинку. Бесконтактные термоэлементы

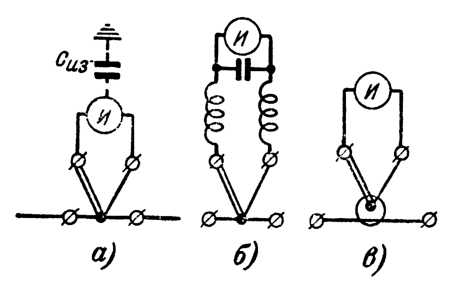


Рис. 5-6. Схема термоэлектрического прибора без высокочастотной защиты (*а*), с высокочастотным фильтром (*б*) и бесконтактным термоэлементом (*в*).

имеют пониженную чувствительность (вследствие потери части тепла в изоляторе) и повышенную тепловую инерцию.

При монтаже термоэлемента проводники термопары следует располагать по возможности перпендикулярно к подогревателю с целью уменьшения э. д. с., индуктируемой в них переменным магнитным полем измеряемого тока.

5-4. Градуировка термоэлектрических приборов

Термоэлектрические приборы по принципу своего действия пригодны для измерения как переменных, так и постоянных токов. Однако для последней цели применение их нецелесообразно.

Температура нагрева горячего конца термопары $t_г$, а следовательно, и величина термо-э. д. с. приблизительно пропорциональны квадрату действующего значения тока, протекающего по подогревателю; поэтому шкала прибора неравномерна: сжата вначале и растянута к концу. Это ограничивает рабочий участок шкалы областью показаний от 20 до 100% ее предельного значения. Например, для термоамперметров на 10 *а* достаточная точность измерений будет обеспечиваться при измерении токов от 2 *а* и выше. Градуировка термоприборов обычно проводится в действующих значениях измеряемого тока.

Термоэлектрические приборы, предел измерений которых

выбран в соответствии с формулой (5-1), могут градуироваться на постоянном токе по схеме рис. 5-7. В качестве образцового прибора используется амперметр (миллиамперметр) магнитоэлектрической системы *A* с пределом измерений, равным или несколько большим предела градуируемого прибора. Для устранения ошибки, вызываемой возможным ответвлением части измеряемого постоянного тока в цепь измерительного механизма, рекомендуется каждое измерение проводить дважды при двух противоположных направлениях тока через подогреватель; для этой цели служит переключатель *П*. За нормальное положение стрелки измерительного механизма принимается среднее из двух наблюдаемых положений. При градуировке прибора на переменном токе надобность в переключении прибора отпадает. При градуировке измерительный механизм должен быть соединен с термопреобразователем теми же проводниками, которые используются при работе.

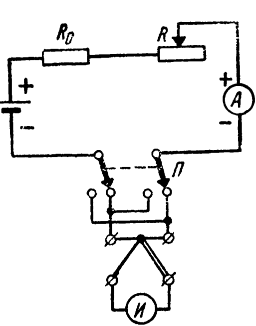


Рис. 5-7. Схема градуировки термоэлектрического прибора.

После подгонки предельного значения шкалы проводится градуировка для ряда промежуточных значений тока в соответствии с выбранной ценой делений шкалы.

Если предел измерений прибора превышает значение, определяемое формулой (5-1), градуировку прибора следует проводить на его рабочей частоте при использовании в качестве образцового термоэлектрического прибора высокой точности и питании измерительной схемы от генератора высокой частоты. При необходимости использования термоприбора в широком диапазоне частот его шкала градуируется на одну из средних частот диапазона, а для работы на других частотах составляется график или таблица поправок.

5-5. Фотометрический метод измерения токов высокой частоты

Измерение токов высоких частот можно проводить с помощью простейшего прибора — фотометра — по схеме рис. 5-8.

Фотометр состоит из ящика *Я*, разделенного глухой перегородкой на две равные части, внутри которых установлены однотипные электрические лампочки. Одна из лампочек ($Л_1$) включается в цепь измеряемого тока, например в

цепь антенны, другая ($Л_2$) накаливается постоянным током от батареи $Б$ или переменным током частоты 50 *гц*.

Передняя часть ящика закрывается крышкой, в вырез которой вставлено матовое стекло $М$. При помощи реостата R уравнивают яркость свечения лампочек $Л_1$ и $Л_2$, что определяется по одинаковой освещенности обеих половинок матового стекла. При этом ток, проходящий через лампочку $Л_2$ и измеряемый амперметром постоянного тока $А$, будет равен действующему значению исследуемого высокочастотного тока. Если напряжение на зажимах источника, питающего

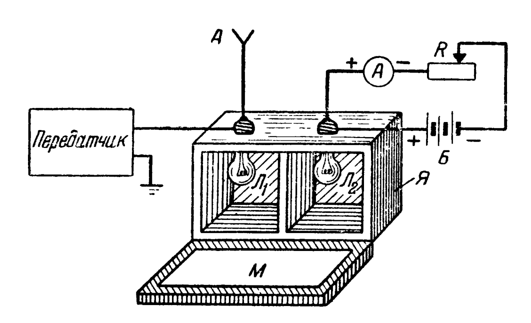


Рис. 5-8. Фотометрический метод измерения токов высоких частот.

цепь лампы $Л_2$, строго стабильно, то реостат R может быть снабжен шкалой, проградуированной непосредственно в значениях измеряемого тока; в этом случае амперметр $А$ потребуется лишь для градуировки реостата.

Лампочки фотометра должны обладать одинаковыми параметрами, т. е. при одинаковом токе обеспечивать одинаковую освещенность матового стекла. Проверка идентичности лампочек может быть проведена с помощью того же фотометра при последовательном включении обеих лампочек в цепь источника $Б$.

Для работы в фотометре подбираются лампочки, нормальный ток накала которых близок к предполагаемой величине измеряемого тока При этом соотношение между максимально допустимым током и минимальным током, вызывающим заметное освещение матового стекла, для большинства ламп лежит в пределах $1{,}5 \div 2$. Для расширения пределов измерений в фотометре могут быть установлены несколько пар лампочек различных типов, включаемых в зависимости от величины измеряемого тока.

Влияние прибора на режим исследуемой цепи обусловливается индуктивностью нити накала и емкостью между цоколем и нитью лампы. Поэтому применение обычных лампочек, предназначенных для осветительных целей, ограничивается частотами, не превышающими 10÷15 *Мгц*. При лампе без цоколя частотный диапазон расширяется в 2—3 раза. Для измерений в диапазоне УКВ следует применять специальные бесцокольные лампы с прямой вольфрамовой или угольной нитью.

Погрешность измерений рассмотренным методом может достигать 20—30% вследствие трудности точной оценки равномерности освещения матового стекла. Более высокая точность может быть получена при оценке яркости свечения нити с помощью фотоэлемента. В этом случае внутри закрытого светонепроницаемого ящика помещают лампу и фотоэлемент, нагруженный на чувствительный магнитоэлектрический измерительный механизм. Воздействие на фотоэлемент светового потока, излучаемого лампой при прохождении через нее измеряемого тока, приводит к соответствующему отклонению стрелки измерительного механизма; шкала последнего обычно градуируется в действующих значениях высокочастотного тока. Градуировка шкалы может быть проведена при включении лампы в цепь постоянного или переменного тока последовательно с образцовым амперметром и реостатом.

Недостатком схемы с фотоэлементом, помимо ее ограниченного предела измерений, является необходимость в периодической проверке градуировки измерительного механизма вследствие уменьшения со временем чувствительности фотоэлемента.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЙ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

6-1. Общие сведения

Налаживание высокочастотных узлов радиоаппаратуры облегчается при наличии вольтметра переменного тока. Такой вольтметр должен сохранять достаточную точность измерений в широком диапазоне высоких частот; пределы измерений вольтметра должны охватывать, по крайней мере, напряжения от десятых долей вольта до нескольких сотен вольт при большом входном сопротивлении прибора.

Эквивалентная схема входа большинства высокочастотных вольтметров имеет вид, показанный на рис. 6-1. Здесь

$R_в$ — входное активное сопротивление, а $C_в$ — входная емкость вольтметра; через $L_в$ обозначена индуктивность проводов, соединяющих вход вольтметра с источником измеряемого напряжения. Таким образом, входное сопротивление вольтметра является комплексным, и для того чтобы оно не оказывало существенного влияния на работу исследуемой высокочастотной цепи, необходимо стремиться к увеличению активного сопротивления $R_в$ и уменьшению входной емкости $C_в$.

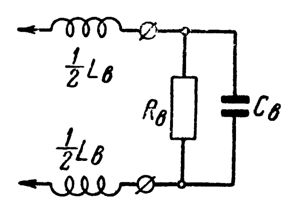


Рис. 6-1. Эквивалентная схема входа высокочастотного вольтметра.

Следует учитывать также влияние соединительных проводов, с увеличением длины которых возрастает индуктивность $L_в$. Падение напряжения на индуктивности $L_в$ может привести к заметному уменьшению напряжения, подводимого к вольтметру. Кроме того, собственная частота последовательного контура, образуемого индуктивностью $L_в$ и емкостью $C_в$, на высоких частотах может оказаться близкой к частоте измеряемого напряжения. Это вызовет резкое уменьшение входного сопротивления вольтметра при одновременном возрастании напряжения на емкости $C_в$, которое может превысить измеряемое напряжение. Кроме того, в длинных соединительных проводах внешние магнитные и электрические поля могут наводить заметную э. д. с. Таким образом, соединительные провода являются одним из основных источников дополнительных погрешностей измерения, и поэтому длину их следует брать возможно меньшей.

Наиболее распространенными и универсальными приборами, в значительной степени удовлетворяющими указанным выше требованиям, являются *ламповые вольтметры переменного тока*. В промышленной и лабораторной практике некоторое применение имеют также *электростатические вольтметры*, основанные на принципе электростатического взаимодействия заряженных металлических тел. Их основные недостатки: большая входная емкость и низкая чувствительность, ограничивающая пределы измерений областью больших напряжений от десятков или сотен вольт и выше. Электростатические вольтметры пригодны также для измерения постоянных напряжений; при этом их входное сопротивление можно считать практически бесконечным.

Ограниченное применение имеют *термоэлектрические вольтметры*, состоящие из термоэлектрических миллиамперметров и добавочных сопротивлений, включенных последовательно с подогревателями. Для обеспечения работы вольтметра в широком диапазоне частот добавочное сопротивление должно быть безъемкостным, безындуктивным, а его электрическое сопротивление должно иметь ничтожную зависимость от поверхностного эффекта, что трудно достижимо.

Вольтметры переменного тока, так же как и амперметры, обычно рассчитывают так, чтобы показания их измерителя были пропорциональны амплитудному $U_м$, действующему U или среднему значению U_0 измеряемого напряжения независимо от формы последнего. В большинстве случаев нас интересуют действующие значения напряжения U, в то же время многие вольтметры, удобные для практического применения, дают показания, пропорциональные $U_м$ или U_0. Такие вольтметры обычно градуируют в действующих значениях *синусоидального* напряжения. При измерении напряжений другой формы эта градуировка будет неправильна. Поэтому при измерении несинусоидальных напряжений следует показания подобного вольтметра переводить (в зависимости от типа вольтметра) в амплитудное или среднее выпрямленное значение. В первом случае отсчет по шкале измерителя умножается на коэффициент 1,41, а во втором случае — на коэффициент 0,45 (при однополупериодном выпрямлении) или 0,9 (при двухполупериодном выпрямлении).

6-2. Линейные диодные вольтметры

Измерение переменных напряжений ламповыми вольтметрами переменного тока основано на использовании детекторных свойств радиоламп. Простейшие ламповые вольтметры переменного тока работают на диодах.

Схема линейного диодного вольтметра, приведенная на рис. 6-2, позволяет измерять средние значения выпрямленного переменного напряжения. В этой схеме последовательно с диодом $Л_1$ и измерителем магнитоэлектрической системы *И* включено сопротивление R. При соблюдении условия $R \gg R_i$, где R_i — внутреннее сопротивление диода, динамическая характеристика вольтметра приближается к прямой линии. Из графика рис. 6-2 видно, что в этом случае импульсы тока i_a, протекающего в анодной цепи, подоб-

ны по форме положительной полуволне измеряемого напряжения u_x. Так как подвижная система измерителя имеет значительную инерцию, то при частотах, превышающих 20—30 *гц*, стрелка не успевает следовать за быстрыми изменениями анодного тока и показывает его среднее значение I_0, которое прямо пропорционально среднему значению U_0 одной полуволны измеряемого напряжения за период.

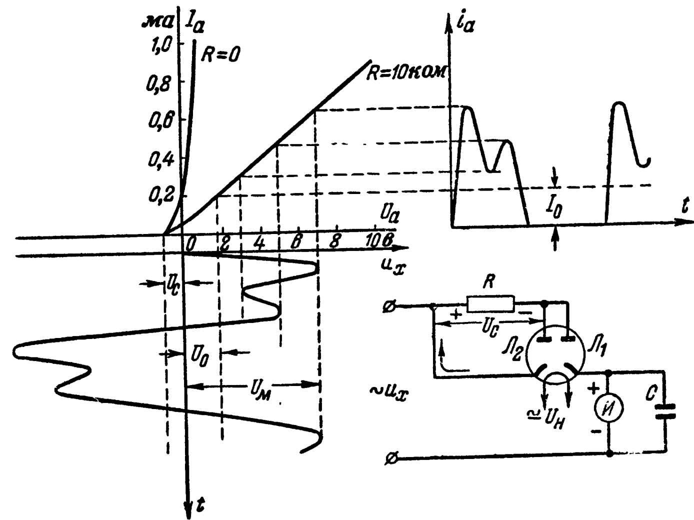


Рис. 6-2. Схема линейного диодного вольтметра и график, поясняющий принцип его действия.

При замкнутых входных зажимах в цепи вольтметра протекает небольшой начальный ток, обусловленный тем, что часть электронов, излучаемых катодом диода, имеет начальную скорость, достаточную для достижения анода при нулевом или даже небольшом отрицательном потенциале на нем. Компенсация этого начального тока может быть произведена способами, аналогичными рассмотренным в § 3-6. На схеме рис. 6-2 показан способ компенсации при помощи вспомогательного диода $Л_2$, начальный ток которого создает на сопротивлении R падение напряжения U_c, смещающее рабочую точку к началу динамической характеристики.

Недостатком такого вольтметра является непостоянство его входного сопротивления. При отрицательной полуволне измеряемого напряжения, когда лампа заперта, входное

сопротивление практически бесконечно; при положительной полуволне оно определяется в основном сопротивлением R. С точки зрения повышения входного сопротивления и улучшения линейности шкалы сопротивление R желательно брать возможно большим. Однако с увеличением R чувствительность вольтметра уменьшается, он становится пригодным лишь для измерения больших напряжений и требует для работы высокочувствительного измерителя.

Ориентировочная величина сопротивления R в зависимости от предельного значения измеряемого напряжения $U_п$, выраженного в действующих значениях синусоидального напряжения, и тока полного отклонения измерителя $I_и$ находится по формуле

$$R \approx \frac{0{,}45 U_п}{I_и}. \qquad (6\text{-}1)$$

Например, при $U_п = 30$ *в* и $I_и = 0{,}5$ *ма* $R \approx 27$ *ком*. Точная подгонка сопротивления R проводится при регулировке вольтметра.

Если сопротивление R недостаточно велико, то индуктивное сопротивление рамки измерительного механизма, возрастающее с частотой, может оказать влияние на величину и форму протекающего в цепи пульсирующего тока. Для уменьшения этого влияния измеритель иногда шунтируется емкостью $C = 0{,}1 \div 1$ *мкф*.

Для того чтобы вольтметр сохранял линейность шкалы в широком диапазоне рабочих частот, сопротивление R должно быть безъемкостным. В противном случае, на высоких частотах сопротивление паразитной емкости, шунтирующей сопротивление, может оказаться соизмеримым с величиной сопротивления R, что приведет к изменению режима вольтметра и нарушению градуировки. Это ограничивает применение вольтметра частотами, не превышающими 10 *Мгц*. Нижний предел частот ограничивается значением 20—30 *гц*. При меньших частотах колебания величины тока в цепи приводят к значительной пульсации стрелки измерителя, что затрудняет точный отсчет.

Рассматриваемый вольтметр имеет *открытую схему входа*, вследствие чего он позволяет измерять как чисто переменные, так и постоянные напряжения. Последнее определяет возможность его градуировки на постоянном токе. Если же измеряемое напряжение является пульсирующим, то результаты измерений будут неправильными и различными при различной полярности подключения напряжения U_x.

Малая чувствительность линейного вольтметра ограничивает наименьшие значения измеряемых напряжений единицами вольт.

6-3. Амплитудные диодные вольтметры

Измерение амплитудных значений переменного напряжения можно проводить диодными вольтметрами, работающими по схемам рис. 6-3.

Предположим, что правая часть схем между зажимами *1* и *2* отключена. Тогда в результате заряда конденсатора C в положительные полупериоды измеряемого напряжения U_x через малое сопротивление диода $Л_1$ напряжение на конденсаторе быстро достигнет амплитудного значения $U_м$. По окончании заряда ток в цепи исчезнет, так как напряжение на конденсаторе будет создавать отрицательный потенциал на аноде диода.

Если параллельно конденсатору C (рис. 6-3,*а*) или диоду $Л_1$ (рис. 6-3,*б*) включить вольтметр постоянного тока с бесконечно большим входным сопротивлением (например, электростатический вольтметр или ламповый вольтметр постоянного тока), то он измерит постоянное напряжение, действующее между зажимами *1* и *2*, которое в обеих схемах равно $U_м$. Однако полученный прибор будет обладать существенным недостатком: он не будет реагировать на уменьшение в процессе измерения амплитуды измеряемого напряжения вследствие отсутствия разрядной цепи у конденсатора.

Если к зажимам *1* и *2* подключить высокоомный вольтметр постоянного тока, состоящий из измерителя *И* и добавочного сопротивления R, то напряжение на конденсаторе U_c станет пульсирующим. Из рис. 6-4 видно, что в течение небольшой части положительного полупериода, когда мгновенные значения измеряемого напряжения превышают напряжение на конденсаторе, последний заряжается через диод $Л_1$. В течение остальной части периода диод заперт и происходит медленный разряд конденсатора через цепь вольтметра постоянного тока. Если сопротивление R достаточно велико, то постоянная составляющая напряжения на конденсаторе, измеряемая вольтметром, будет близка к амплитуде $U_м$. В то же время наличие разрядной цепи позволяет вольтметру быстро реагировать как на увеличение, так и на уменьшение амплитуды $U_м$. При этом для отсчета

измеряемых амплитуд может быть использована равномерная шкала напряжения измерителя.

Вольтметр, собранный по схеме рис. 6-3,*а*, имеет открытый вход и поэтому непригоден для измерения переменных составляющих пульсирующих напряжений. Для их измерения можно пользоваться вольтметром с *закрытым входом*, собранным по схеме рис. 6-3,*б*, где конденсатор *C*

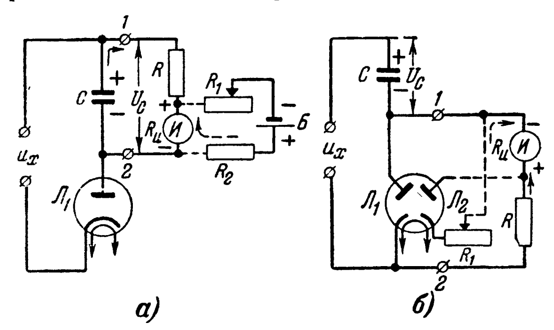


Рис. 6-3. Схемы амплитудных диодных вольтметров.

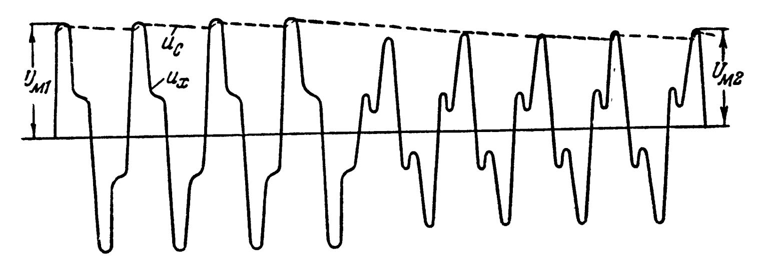


Рис. 6-4. График изменения напряжения на конденсаторе.

устраняет воздействие на вольтметр постоянных напряжений. Емкостное сопротивление конденсатора в целях уменьшения падения на нем переменного напряжения должно быть значительно меньше сопротивления нагрузки $R + R_и$. Если ограничить минимальную рабочую частоту значением 30 *гц*, то, для того чтобы сопротивление конденсатора не превышало 10% от сопротивления $R + R_и$, расчет емкости следует проводить по формуле

$$C_{[пкф]} \geqslant \frac{1}{20\,(R + R_и)_{[Мом]}} . \qquad (6\text{-}2)$$

Работа схем рис. 6-3 принципиально не изменится, если измеритель *И* включить последовательно с диодом $Л_1$.

В этом случае отклонение стрелки измерителя будет происходить под воздействием постоянной составляющей зарядного тока, равной постоянной составляющей разрядного тока и пропорциональной измеряемой амплитуде $U_м$.

Чтобы через измерители при $U_x = 0$ не протекал начальный ток диода $Л_1$, необходимо применять компенсацию этого тока. Эту компенсацию можно получить различными путями, например, при помощи тока вспомогательной батареи *Б* (рис. 6-3,*а*) или при помощи второго диода $Л_2$ (рис. 6-3,*б*), включенного так, что его начальный ток протекает через измеритель в направлении, обратном начальному току диода $Л_1$. Точный подбор тока компенсации проводится переменным сопротивлением R_1, необходимая величина которого близка к величине R.

Следует отметить, что входное сопротивление рассмотренных схем в течение почти всего периода, кроме небольших промежутков времени, когда происходит заряд конденсатора C, остается практически постоянным и равным $R + R_и$.

6-4. Многопредельные диодные вольтметры

Диодные вольтметры, работающие по схемам рис. 6-2 и 6-3, можно выполнить как многопредельные, если предусмотреть возможность изменения сопротивления их нагрузки R. Основным недостатком таких вольтметров является малое входное активное сопротивление, которое при одинаковых пределах измерения и однотипных измерителях не превышает входного сопротивления вольтметров магнитоэлектрической системы. С понижением предела измерений требуемая величина сопротивления R уменьшается, что приводит к соответствующему уменьшению входного сопротивления при одновременном ухудшении линейности шкалы.

Чувствительность высокочастотного вольтметра может быть значительно повышена, а входное сопротивление увеличено при сочетании диодного вольтметра с чувствительным ламповым вольтметром постоянного тока. В этом случае выпрямленное напряжение на высокоомной нагрузке диодного вольтметра, пропорциональное измеряемому напряжению, регистрируется вольтметром постоянного тока, шкала которого градуируется в тех или иных значениях U_x. В том случае, если ламповый вольтметр постоянного тока имеет несколько пределов измерений, то и вольтметр переменного тока оказывается многопредельным при сохранении

на всех пределах одинакового и притом весьма высокого входного активного сопротивления.

В качестве примера рассмотрим схему трехпредельного диодного вольтметра, приведенную на рис. 6-5. Нагрузкой диода $Л_1$ является сопротивление R_1 порядка нескольких десятков мегом, величиной которого определяется входное активное сопротивление прибора. На этом сопротивлении выпрямленный ток создает падение напряжения, постоянная составляющая которого, весьма близкая к амплитуде входного напряжения $U_м$, измеряется вольтметром постоянного

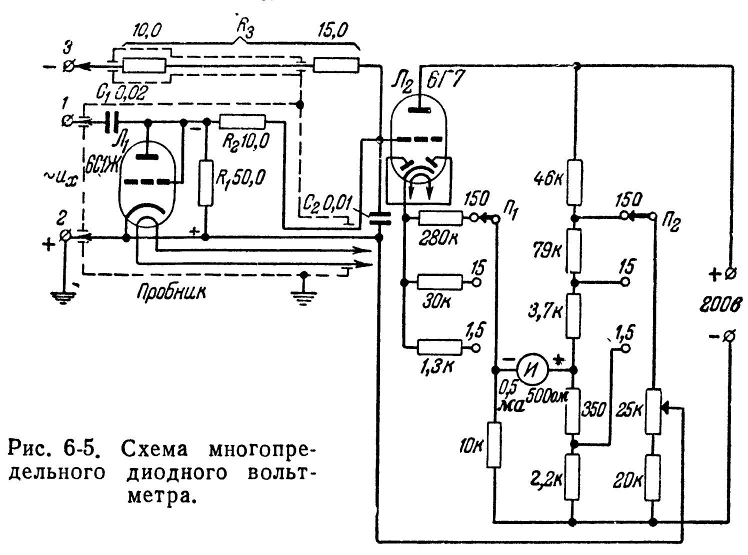


Рис. 6-5. Схема многопредельного диодного вольтметра.

тока на триоде $Л_2$. Для того чтобы переменные составляющие выпрямленного напряжения не воздействовали на сетку триода (при их вторичном детектировании возникала бы дополнительная погрешность), служит фильтр $R_2 — C_2$. Емкость C_2 выбирается сравнительно большой (порядка сотых долей микрофарады), чтобы ее сопротивление на самой низкой частоте измеряемого напряжения было значительно меньше сопротивления R_2.

С целью сохранения высокого входного активного сопротивления вольтметр постоянного тока рассчитывают на работу без сеточных токов. Его регулировку проводят обязательно при включенной лампе $Л_1$, так как начальный ток этой лампы создает на сопротивлении R_1 отрицательное падение напряжения порядка 0,5—1,5 *в*. При подаче на

вход измеряемого напряжения U_x отрицательное смещение на сетке $Л_2$ возрастает; поэтому вольтметр постоянного тока должен быть рассчитан на измерение отрицательных напряжений. При желании может быть применен вольтметр постоянного тока, измеряющий положительные напряжения; тогда необходимо поменять местами точки включения анода и катода лампы $Л_1$. Так как в выбранной схеме вольтметра постоянного тока при переключении пределов изменяется общее сопротивление анодной нагрузки, то измеритель для каждого предела должен иметь отдельную шкалу.

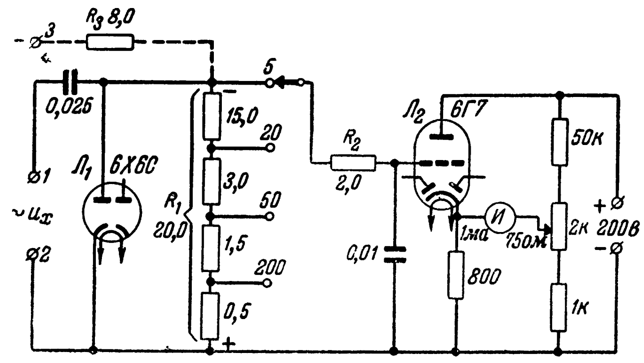


Рис. 6-6. Вариант схемы многопредельного диодного вольтметра.

На рис. 6-6 приведен другой вариант многопредельного вольтметра, в котором нагрузкой диода является делитель постоянного напряжения R_1. При этом для всех пределов может быть использована общая шкала, отсчет по которой умножается на соответствующий множитель. В том случае, если не удастся точно подобрать нужные сопротивления делителя напряжения, могут быть применены индивидуальные шунты к измерителю по аналогии со схемой рис. 3-11.

Многопредельные диодные вольтметры рассмотренных типов позволяют измерять напряжения от десятых долей вольта до нескольких сотен вольт. Верхний предел измеряемых напряжений ограничивается максимальным обратным напряжением, безопасным для диода, и обычно не превышает 200—300 *в*. При необходимости измерения высокочастотных напряжений большей величины применяют *входные делители напряжения* реостатного или емкостного типа, обычно выполненные в виде отдельных приставок к вольтметру.

Реостатный делитель напряжения (рис. 6-7,*а*) состоит из нескольких последовательно соединенных безындуктивных и безъемкостных сопротивлений. С его гнезд *3* и *4* на вход лампового вольтметра поступает определенная часть измеряемого напряжения. Например, при общем сопротивлении делителя $R_д = 2$ *Мом* и подключении вольтметра к сопротивлению $R_1 = 0{,}1$ *Мом* получаем коэффициент деления

$$N = \frac{R_д}{R_1} = \frac{2}{0{,}1} = 20.$$

Недостатком реостатного делителя является зависимость коэффициента деления от частоты вследствие влияния входной емкости лампового вольтметра $C_в$, сопротивление которой

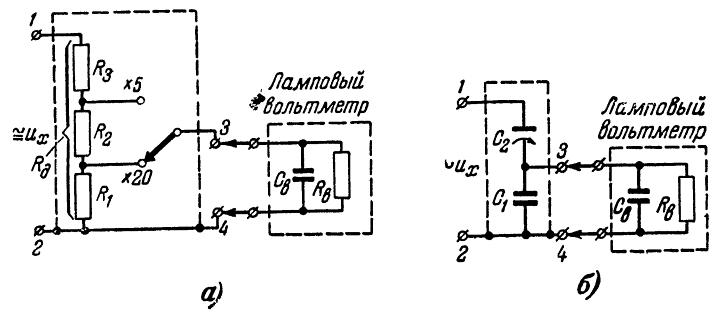


Рис. 6-7. Схемы делителей напряжения реостатного типа (*а*) и емкостного типа (*б*).

на высоких частотах становится соизмеримым с сопротивлением делителя $R_д$. С учетом емкости $C_в$ и при пренебрежении входным активным сопротивлением $R_в$, фактический коэффициент деления оказывается равным

$$N \approx R_д \sqrt{\frac{1}{R_1^2} + (2\pi f C_в)^2}\,. \qquad (6\text{-}3)$$

Например, при $R_д = 2$ *Мом*, $R_1 = 0{,}1$ *Мом* и $C_в = 10$ *пф* частоте $f = 100$ *кгц* соответствует $N = 23{,}6$, а при частоте $f = 1$ *Мгц* коэффициент деления возрастает до 125.

Применение реостатных делителей ограничивается частотами, не превышающими десятки килогерц. Некоторого расширения частотного диапазона можно достигнуть уменьшением сопротивления делителя, что не всегда допустимо.

Значительно лучшие результаты дают емкостные делители напряжения (рис. 6-7,*б*). Один из конденсаторов делителя, например C_2, обычно допускает регулировку емкости, что позволяет скомпенсировать влияние входной емкости вольтметра $C_в$.

Делители напряжений к многопредельным ламповым вольтметрам выполняются, как правило, одноступенчатыми. При правильном выборе их коэффициента деления можно получить ряд дополнительных пределов измерения. Например, при работе лампового вольтметра ВКС-7Б, имеющего пределы 1,5; 5; 15; 50 и 150 *в*, с делителями напряжения ДН-2Н и ДН-2В, коэффициент деления которых $N=20$, получаются дополнительные пределы измерения 30, 100, 300, 1 000 и 3 000 *в*.

6-5. Применение многопредельных диодных вольтметров для измерения постоянных напряжений

Вольтметры постоянного тока, входящие в состав многопредельных диодных вольтметров, могут использоваться и по своему прямому назначению для измерения постоянных напряжений. Для этой цели в схему прибора вводится дополнительная цепь, подключение которой показано пунктиром на схеме рис. 6-6. Измеряемое постоянное напряжение положительным полюсом подается на зажим *2*, а отрицательным — на зажим *3* и через сопротивления R_3 и R_2 подводится к лампе $Л_2$.

Если градуировка вольтметра выполнена в таких значениях измеряемого напряжения, что она остается справедливой при любой форме последнего (например, градуировка амплитудного вольтметра — в значениях амплитуды $U_м$), то сопротивление R_3 в схему не ставится и отсчет постоянного напряжения проводится непосредственно по шкале вольтметра. В противном случае требуется установка согласующего сопротивления R_3. Если, например, шкала амплитудного вольтметра проградуирована в действующих значениях синусоидального напряжения, то при любой форме измеряемого напряжения отсчет по шкале вольтметра будет соответствовать величине, равной $0{,}707\,U_м$. Для использования той же шкалы при измерении постоянных напряжений величина сопротивления R_3 выбирается с таким расчетом, чтобы на сопротивлении R_1 падало 0,707 подводимого постоянного напряжения. Из условия $\frac{R_1}{R_3+R_1}=0{,}707$ нахо-

дим $R_3 = 0{,}415 R_1$. Например, при $R_1 = 20$ *Мом* необходимая величина $R_3 \approx 8{,}3$ *Мом*. Если сопротивление R_3 подключают непосредственно к сетке лампы $Л_2$ (рис. 6-5), то его величину берут равной $0{,}415 (R_1 + R_2)$.

Включение сопротивления R_3 полезно и в том отношении, что оно ограничивает напряжение, подводимое к лампам вольтметра при неправильной полярности подключения измеряемого постоянного напряжения.

6-6. Триодные вольтметры переменного тока

Ламповые вольтметры, действие которых основано на анодном или сеточном детектировании, обычно работают на триодах (применение более сложных ламп не дает заметных преимуществ). Чаще применяется режим анодного детектирования, при котором входное сопротивление вольтметра может быть сделано очень высоким.

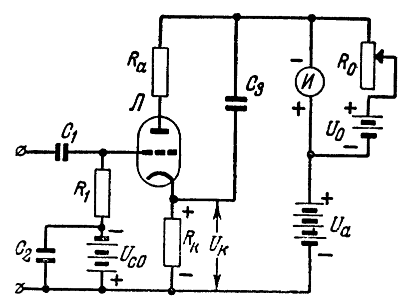


Рис. 6-8. Схема триодного вольтметра.

В самом общем случае схема триодного вольтметра имеет вид, показанный на рис. 6-8. В этой схеме разделительный конденсатор C_1 и сопротивление утечки R_1 образуют закрытый для постоянных напряжений вход; конденсаторы большой емкости C_2 и C_3 являются блокировочными, через них замыкаются переменные составляющие сеточного и анодного токов.

В зависимости от характера градуировки шкалы триодные вольтметры могут быть квадратичными, линейными или амплитудными.

У *квадратичных вольтметров* сопротивления R_a и $R_к$ равны нулю. Поэтому зависимость между анодным током и напряжением на управляющей сетке для них определяется статической характеристикой лампы.

Предположим, что рабочая точка A выбрана в середине криволинейного участка характеристики, как это показано на рис. 6-9. Тогда при отсутствии измеряемого напряжения u_x через измеритель $И$, включенный в анодную цепь, будет протекать начальный ток I_{a0}, компенсация которого произ-

водится теми же способами, что и в ламповых вольтметрах постоянного тока.

При подаче на вход напряжения $\tilde{u}_x$ анодный ток становится пульсирующим. Так как положительной полуволне u_x соответствует бо́льшая крутизна статической характеристики, чем отрицательной полуволне, то постоянная состав-

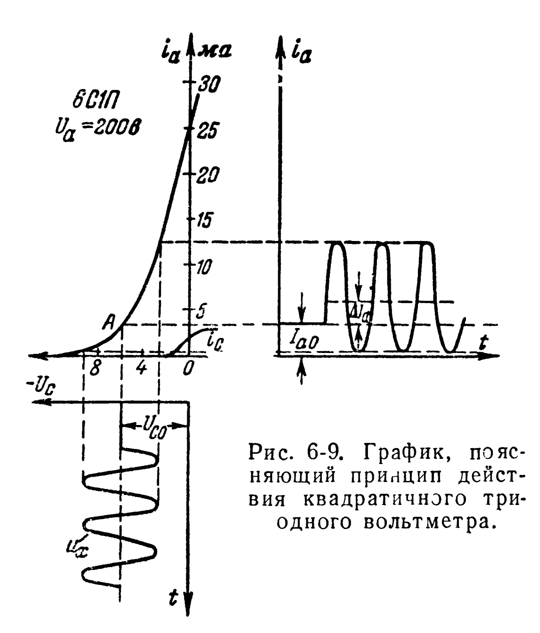


Рис. 6-9. График, поясняющий принцип действия квадратичного триодного вольтметра.

ляющая пульсирующего анодного тока будет больше начального тока I_{a0}. Исследования показывают, что приращение анодного тока ΔI_a при работе в пределах криволинейного участка статической характеристики приближенно подчиняется следующему закону:

$$\Delta I_a = kU^2,$$

где U — действующее значение измеряемого напряжения, а k — коэффициент пропорциональности. Поэтому градуировка квадратичного вольтметра, проведенная в действующих значениях напряжения U, будет справедлива при любой форме измеряемого напряжения и любой полярности его подключения к входным зажимам. Шкала такого вольтметра имеет квадратичный (неравномерный) характер.

Недостатками квадратичного вольтметра являются необходимость наличия нескольких источников питания, неравномерность шкалы и малый предел измерений, не превышающий нескольких вольт (он ограничивается квадратичным участком характеристики лампы и областью нулевых сеточных токов). Первый недостаток можно устранить путем замены анодных и сеточных источников одним общим источником питания при выполнении вольтметра по схеме рис. 6-10. Некоторое расширение предела измерений достигается при выборе лампы с малым коэффициентом усиления μ, увеличении анодного напряжения U_a и сдвиге рабочей точки к началу статической характеристики. В последнем случае будет детектироваться лишь положительная полуволна напряжения u_x, вследствие чего при несимметричной форме измеряемого напряжения появится зависимость показаний вольтметра от полярности подключения u_x.

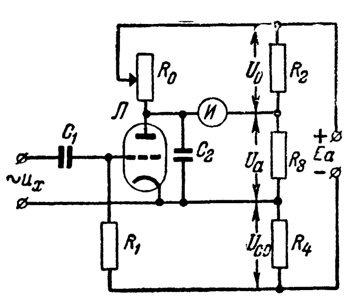


Рис. 6-10. Схема квадратичного триодного вольтметра.

Линейные триодные вольтметры отличаются от квадратичных тем, что в анодную цепь их лампы включается большое сопотивление R_a. При $R_a \gg R_i$ динамическая характеристика вольтметра становится практически прямолинейной. На сетку лампы подается постоянное смещение, сдвигающее рабочую точку к началу характеристики, вследствие чего импульсы анодного тока имеют форму, подобную форме положительной полуволны напряжения u_x. Установку нуля можно проводить регулировкой напряжения смещения. Показания вольтметра будут прямо пропорциональны среднему значению измеряемого напряжения за полупериод, вследствие чего шкала его становится линейной.

В отличие от диодных вольтметров включение в анодную цепь триода большого сопротивления R_a не вызывает заметного расширения предела измерений, ограниченного областью, в которой отсутствуют сеточные токи. В то же время чувствительность вольтметра понижается, что создает необходимость применения высоковольтного источника анодного питания и чувствительного измерителя.

Серьезным недостатком квадратичного и линейного вольтметров является также сильная зависимость их гра-

дуировки от напряжений источников питания и параметров используемых радиоламп.

Характерной чертой *амплитудных триодных вольтметров* является высокая устойчивость их градуировки и возможность значительного расширения предела измерений при сохранении большого входного сопротивления.

В общем случае схема амплитудного вольтметра соответствует рис. 6-8, причем сопротивление R_a иногда отсутствует. Особенностью этой схемы является наличие глубокой отрицательной обратной связи, возникающей благодаря включению в цепь катода лампы большого сопротивления $R_к$.

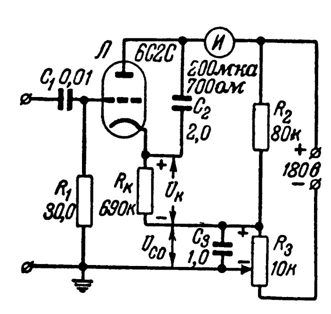


Рис. 6-11. Схема амплитудного триодного вольтметра.

Схема амплитудного вольтметра с пределом измерений 100 *в* приведена на рис. 6-11. На сетку триода с потенциометра R_3 подается постоянное отрицательное смещение U_{c0}, сдвигающее рабочую точку к началу анодносеточной характеристики вольтметра. Регулировкой этого смещения устанавливают стрелку измерителя на условный нуль, соответствующий отклонению стрелки от истинного нуля в пределах 5—10% шкалы. Этим достигается определенность в установке нуля и устраняется влияние небольшого начального нелинейного участка динамической характеристики. Результирующее смещение на сетке лампы складывается из напряжения U_{c0} и напряжения $U_к$, создаваемого постоянной составляющей анодного тока на сопротивлении $R_к$. При подаче на вход измеряемого напряжения u_x вследствие возрастания напряжения $U_к$ увеличивается смещение на сетке лампы и рабочая точка сдвигается влево. Этим ослабляется воздействие переменного напряжения на величину анодного тока и создается возможность измерения больших напряжений без захода в область сеточных токов.

Расчет амплитудного триодного вольтметра сходен с расчетом вольтметра постоянного тока с отрицательной обратной связью. При правильном выборе элементов схемы и напряжений питания показания вольтметра будут прямо пропорциональны амплитуде измеряемого напряжения $U_м$, что определяет линейность шкалы.

6-7. Многопредельные триодные вольтметры

Триодные вольтметры, работающие в режиме анодного детектирования, обладают более высокой чувствительностью и бо́льшим входным сопротивлением, чем диодные вольтметры, так как детектирование переменных напряжений происходит при отсутствии сеточных токов и сочетается с процессом усиления. При необходимости измерения напряжений, меньших 0,1 *в*, схема вольтметра дополняется предварительным широкополосным усилителем или оконечным усилителем постоянного тока.

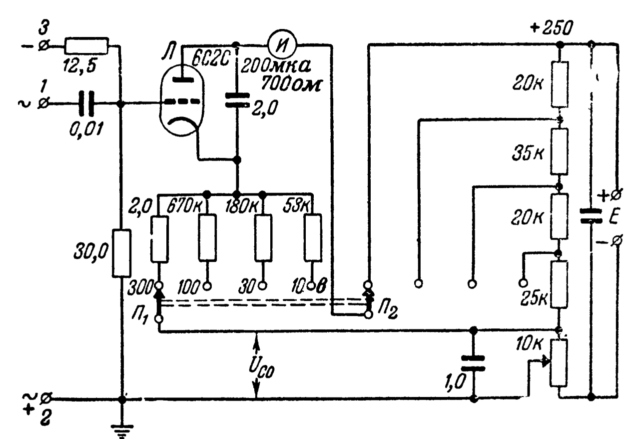


Рис. 6-12. Схема многопредельного амплитудного триодного вольтметра.

В квадратичных и линейных триодных вольтметрах верхний предел измерений не превышает нескольких вольт. Для расширения этого предела применяют входные делители напряжения обычно емкостного типа. В амплитудных триодных вольтметрах предельное измеряемое напряжение зависит от глубины отрицательной обратной связи; соответствующим расчетом схемы оно может быть установлено любым от единиц до сотен вольт, ограничиваясь лишь конструктивными соображениями.

В качестве примера на рис. 6-12 приведена схема четырехпредельного амплитудного вольтметра, построенная на основе схемы рис. 6-11. Изменение пределов измерений осуществляется переключением сопротивлений в цепи катода. Для получения на всех пределах примерно одинакового режима работы, обеспечивающего возможность установки

нуля с помощью одного потенциометра, при переключении пределов изменяется снимаемое с делителя напряжение анодного питания. Если на всех пределах сохраняется линейность градуировки, то для отсчета можно использовать общую шкалу.

Триодные вольтметры переменного тока имеют схемы, сходные со схемами ламповых вольтметров постоянного тока, отличаясь от последних, в основном, наличием разделительных и блокировочных конденсаторов. Поэтому любой триодный вольтметр переменного тока можно применить для измерения постоянных напряжений. Так, например, в схеме рис. 6-12 измеряемое постоянное напряжение подается на сетку лампы через согласующее сопротивление 12,5 *Мом*, точная величина которого подбирается при регулировке прибора.

6-8. Особенности конструктивного выполнения и градуировки ламповых вольтметров переменного тока

Диапазон рабочих частот лампового вольтметра определяется величиной и характером его входного сопротивления. Чем больше и устойчивее входное активное сопротивление вольтметра $R_в$, чем меньше его входная емкость $C_в$ и индуктивность соединительных проводников $L_в$, тем выше предельная частота, при которой сохраняется допустимая точность измерений. Значение всех этих величин зависит от типа детекторной лампы и конструктивного выполнения высокочастотной части вольтметра.

Входная емкость вольтметра складывается из емкости между входными электродами детекторной лампы, емкости между входными гнездами ламповой панельки и емкости монтажа. Малую емкость входа имеют лампы 6С1Ж (1 *пф*), 6С1П (1,4 *пф*) и 6Н2П (1,75 *пф*). Менее 3 *пф* емкость входа ламп 6Х2П, 6Х6С, 6С2С, 6С5, 6С6Б, 6С7Б, 6Н1П, 6Н3П, 6Н8С, 6Н9С. Емкость между гнездами ламповой панельки равна примерно 2 *пф*. При использовании малогабаритных деталей и зажимов, достаточном удалении их друг от друга и выполнении соединений короткими проводами емкость монтажа равна 3—5 *пф*. Таким образом, при правильном выборе детекторной лампы и аккуратном выполнении монтажа входная емкость вольтметра не превышает 6—8 *пф*. Эту емкость можно снизить до 4—5 *пф* при отказе от ламповой панельки и подпайке элементов монтажа непосредственно к выводным штырькам лампы.

Входное активное сопротивление вольтметров $R_в$ при работе на низких звуковых частотах в основном определяется сопротивлением утечки, включенным параллельно входным электродам при закрытой схеме входа; это сопротивление берется обычно порядка десятков мегом. При работе на более высоких частотах начинают сказываться диэлектрические потери во входной емкости $C_в$, которые складываются из потерь в цоколе лампы, ламповой панельке, диэлектрике панели, между входными зажимами и т. д. Эти потери, уменьшающие сопротивление $R_в$, возрастают с увеличением частоты измеряемого напряжения. Уменьшение диэлектрических потерь достигается применением бесцокольной детекторной лампы, керамической ламповой панельки (если нельзя обойтись без нее) и монтажом элементов высокочастотной части и входных зажимов на панелях из высокочастотного диэлектрика: полистирола, радиофарфора и др. Эти меры позволяют получить на частоте 1 *Мгц* сопротивление $R_в$ порядка нескольких мегом; на частотах 10—50 *Мгц* оно уменьшается до десятых долей мегома.

При измерении напряжений в диапазоне УКВ, когда время пробега электронов между электродами лампы становится соизмеримым с периодом измеряемого напряжения, потери во входных цепях радиоламп резко возрастают. При применении детекторных радиоламп средних габаритов (например, типа 6Х6С, 6С5 и др.) эти потери приводят к снижению величины $R_в$ до десятков килоом на частоте 10 *Мгц* и до нескольких тысяч ом на частоте 100 *Мгц*.

Для сохранения достаточно высокого входного сопротивления в высокочастотных вольтметрах для детектирования выбирают малогабаритные лампы типа «жолудь» или пальчиковые, у которых расстояние между электродами очень мало. Малые размеры электродов этих ламп и расположение их выводов обеспечивают небольшую емкость входа, а отсутствие цоколя — малые диэлектрические потери. Вольтметр с такой лампой пригоден для измерений на частотах до 100 *Мгц* и имеет входное активное сопротивление не менее 0,1 *Мом*.

Каждый ламповый вольтметр характеризуется собственной резонансной частотой входной цепи, которая определяется входной емкостью $C_в$ и индуктивностью цепи, соединяющей электроды лампы с входными зажимами. При выполнении монтажа короткими проводами и применении малогабаритных и безындукционных входных разделительных

конденсаторов индуктивность входной цепи получается порядка сотых долей микрогенри, а собственная резонансная частота — порядка сотен мегагерц. Для того чтобы резонансные явления не сказывались существенно на точности измерений, эта резонансная частота должна превышать частоту измеряемого напряжения не менее чем в 5—10 раз.

Соединительные провода, применяемые для подключения входных зажимов к исследуемой цепи, обладают распределенной по их длине индуктивностью и емкостью. Чем больше длина соединительных проводов и чем ближе друг к другу они расположены, тем ниже резонансная частота входной цепи вольтметра *между точками его подключения* и тем меньше предельная частота, соответствующая допустимой точности измерений. Влиянием соединительных проводов можно практически пренебречь, если их длина l не превышает 1% от длины волны λ измеряемого напряжения. Если же, например $l=0{,}05\lambda$, то погрешность измерений может возрасти до 20%.

Если входные зажимы смонтированы на панели прибора, то при измерении высокочастотных напряжений не всегда удается настолько приблизить вольтметр к исследуемой цепи, чтобы обойтись соединительными проводами допустимой длины. Поэтому в ламповых вольтметрах, рабочий диапазон которых охватывает УКВ и близкую к ним область коротких волн, высокочастотная часть обычно выполняется в виде отдельного малогабаритного выносного узла, называемого *пробником.* Пробник помещается внутри съемного футляра. В дно пробника, изготовляемое из высокочастотного изолятора, монтируются разнесенные на несколько сантиметров друг от друга входные штырьки. Внутри футляра помещаются детекторная лампа и непосредственно соединенные с ней элементы высокочастотной и детекторной цепей. Пробник соединяется с вольтметром постоянного тока прибора и цепями питания с помощью гибкого экранированного кабеля. Во время измерений пробник подносится к исследуемой цепи и подключается к нужным точкам непосредственно входными штырьками или с помощью очень коротких проводов. Штырек, соединенный с общим минусом измерительной схемы (он должен иметь особую отметку), подключают к точке меньшего потенциала. При измерении напряжений сравнительно низких частот, когда пользование выносным пробником необязательно, пробник помещают в специальном отсеке внутри кожуха вольтметра. При этом входные штырьки пробника соединяют с входными за-

жимами, размещенными на панели прибора. В этом случае входная емкость вольтметра возрастает на несколько пикофарад за счет емкости между входными зажимами.

Внешний вид пробника, работающего на лампе 6С1Ж, показан на рис. 6-13. Из рисунка видно, что элементы пробника защищены от внешних полей экраном, который выполняется незамкнутым, чтобы не увеличивать заметно вход-

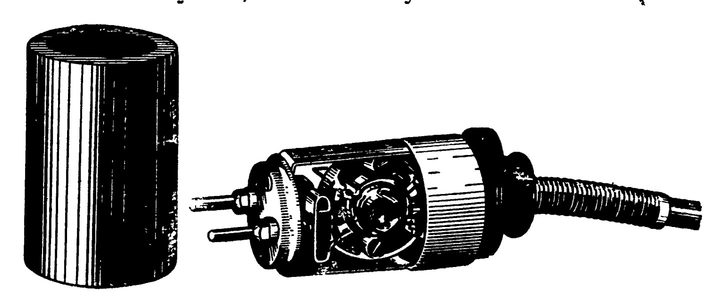


Рис. 6-13. Внешний вид пробника высокочастотного вольтметра.

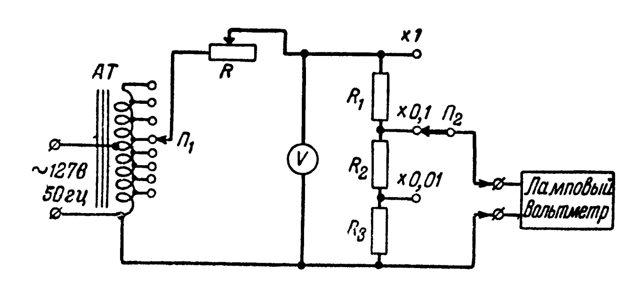


Рис. 6-14. Схема градуировки трехпредельного лампового вольтметра переменного тока.

ную емкость вольтметра. Элементы и цепи пробника на рис. 6-5 выделены в левую часть схемы.

Если ламповый вольтметр предназначен и для измерения постоянных напряжений, то для последней цели желательно изготовить экранированный щуп, в наконечник которого монтируют часть согласующего сопротивления (рис. 6-5).

Регулировка и градуировка ламповых вольтметров обычно выполняются на переменном токе частоты 50 *гц*. Возможная схема градуировки трехпредельного вольтметра приведена на рис. 6-14. Здесь в качестве образцового вольтметра используется вольтметр *V* электромагнитной, электро-

динамической или другой системы. Этот вольтметр должен быть высокого класса точности и иметь предел измерений, равный или больший предельного значения измеряемого ламповым вольтметром напряжения.

При помощи автотрансформатора *АТ* и реостата *R* на делитель $R_1 \div R_3$ подают напряжение, равное предельному измеряемому напряжению, и при установке переключателя $П_2$ в положение «×1» регулировкой элементов лампового вольтметра добиваются отклонения стрелки его измерителя на всю шкалу. Затем реостатом *R* плавно уменьшают напряжение и проверяют ряд промежуточных точек. При наличии автотрансформатора с плавной регулировкой реостат *R* может отсутствовать. Делитель напряжений $R_1 \div R_3$ позволяет использовать один и тот же однопредельный образцовый вольтметр *V* для градуировки лампового вольтметра на нескольких пределах. Если образцовый вольтметр является многопредельным, схема градуировки соответственно упрощается.

6-9. Питание ламповых вольтметров

В зависимости от условий применения ламповые вольтметры рассчитываются на питание от источников постоянного или переменного тока.

Вольтметры, питаемые от сухих элементов или батарей, работают весьма стабильно и могут использоваться в любых условиях; их недостаток — узкий диапазон возможных значений пределов измерений и величины входного сопротивления, обусловленный ограничениями в выборе типа ламп и режима их работы. Простейший амплитудный диодный вольтметр требует для работы лишь наличия источника питания накала. При необходимости повышения чувствительности и входного сопротивления прибор дополняется ламповым вольтметром постоянного тока или выполняется на триоде. Применение экономичных ламп типа 1Б1П, 1К1П, 1Н3С, 2П1П, работающих при напряжении накала 1,2 *в* и токе накала 60 ÷ 120 *ма*, позволяет питать цепь накала от одного элемента на 1,4—1,5 *в*. Следует предусмотреть регулировку напряжения накала реостатом и контроль его величины измерителем вольтметра посредством подключения измерителя к цепи накала последовательно с добавочным сопротивлением. Небольшой ток, потребляемый экономичными лампами, позволяет применить для питания цепи анода 45-вольтовую малогабаритную батарею ГБ-СА-45, используемую в слуховых аппаратах.

При питании вольтметра от сети переменного тока расширяются возможности выбора схемы, ламп, режима работы; это позволяет использовать в приборе менее чувствительный измеритель при одновременном расширении предела измерений и увеличении входного сопротивления. Так как нагрузка выпрямителя не превышает 10—20 *ма*, а пульсации высокого напряжения мало влияют на работу вольтметра, то выпрямитель обычно выполняется по однополупериодной схеме на маломощной приемно-усилительной лампе в диодном включении, а его фильтр содержит лишь конденсатор с емкостью в несколько микрофарад, включенный параллельно нагрузке.

Для повышения устойчивости работы вольтметра при возможных колебаниях питающего напряжения желательна стабилизация режима питания ламп. Частичная стабилизация достигается включением бареттеров последовательно в цепь накала ламп и газоразрядных стабилизаторов параллельно нагрузке выпрямителя. Лучшие результаты дает применение феррорезонансных стабилизаторов, обеспечивающих одновременную стабилизацию переменных напряжений на всех вторичных обмотках трансформаторов.

Провода питания у самого их выхода из кожуха вольтметра следует соединить с корпусом конденсаторами емкостью в несколько тысяч пикофарад. Эти конденсаторы будут препятствовать воздействию на вольтметр высокочастотных помех, распространяющихся по проводам питающей сети.

Питание ламповых вольтметров рекомендуется включать за 10—15 *мин* до начала измерений, что необходимо для установления устойчивого теплового режима их работы.

6-10. Индикаторы переменных токов и напряжений

При регулировке, испытании и эксплуатации радиоаппаратуры находят применение простые индикаторы, позволяющие судить о наличии переменного тока или напряжения в электрических цепях. В ряде случаев подобные индикаторы могут заменить более сложные и дорогие измерительные приборы: термоэлектрические амперметры и ламповые вольтметры.

В зависимости от физических свойств и условий использования различаются индикаторы максимумов и индикаторы нуля.

Индикаторы максимумов предназначены для отметки максимума тока или напряжения, имеющего место при резонансной настройке колебательных контуров, например антенных цепей передатчиков. С их помощью можно установить сам факт резонанса без измерения электрических величин, характеризующих этот резонанс. Простейшими индикаторами максимума тока, применяемыми в маломощных

передатчиках, являются миниатюрные электрические *лампочки накаливания* на напряжение 1—3 *в*; они включаются непосредственно в колебательный контур или связываются с ним индуктивно (рис. 6-15,*а* и *б*). Резонансная настройка контура определяется по максимальной яркости свечения лампочки.

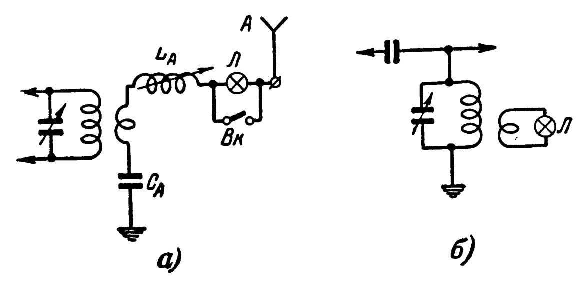


Рис. 6-15. Включение лампочки накаливания в качестве индикатора максимума тока в контуре.

В том случае, если колебательный контур обладает большим активным сопротивлением и ток в его цепи очень мал, более удобно определять резонанс с помощью индикатора максимума напряжения. Простейшим таким индикатором является *неоновая лампочка*, которую помещают вблизи исследуемого контура. Один из электродов лампочки соединяют непосредственно или через сопротивление (этим сопротивлением может служить человеческое тело) с „землей"

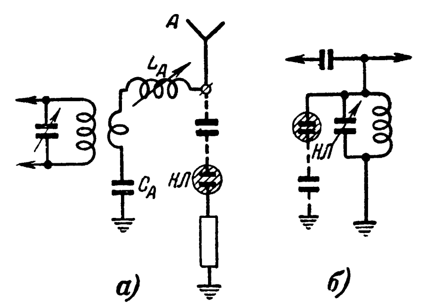


Рис. 6-16. Включение неоновой лампочки в качестве индикатора максимума напряжения в контуре.

(рис. 6-16,*а*). Вследствие наличия емкостной связи второго электрода с контуром (на чертеже эта связь показана пунктиром) между электродами лампочки возникает напряжение высокой частоты; если последнее превышает напряжение зажигания, то происходит ионизация газа, сопровождающаяся свечением. Резонансной настройке контура соответствует наиболее интенсивное свечение газа. Возможно включение лампочки и по схеме рис. 6-16,*б*.

Лампочка накаливания и неоновая лампочка как индикаторы обладают существенными недостатками. Они потребляют заметную

для маломощных передатчиков часть мощности, подводимой к контуру. Если же после окончания настройки индикатор удалить или, когда это можно, закоротить (рис. 6-15,*а*), то наблюдается расстройка контура.

При работе передатчика в широком диапазоне частот активное сопротивление антенны может изменяться в десятки и сотни раз, вызывая значительные изменения действующих в антенне токов и напряжений. В этом случае простейшие индикаторы, так же как и термоэлектрические приборы, не могут обеспечить индикацию настройки в пределах всего рабочего диапазона и приходится пользоваться ламповыми индикаторами настройки или ламповыми вольтметрами.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

7-1. Общие сведения

Необходимость в измерении напряжений низких частот возникает при испытании радиоприемников и усилителей низкой частоты, частота выходного напряжения которых может лежать в пределах 30 ÷ 8 000 *гц*. Измерение токов низкой частоты проводится значительно реже и в основном при контроле тока накала радиоламп, при определении по методу вольтметра-амперметра мощности, потребляемой от сети переменного тока, и выходной мощности радиоприемника или низкочастотного усилителя.

Широко применяемые при электротехнических измерениях приборы электромагнитной и электродинамической систем в радиотехнической практике используются редко вследствие ограниченности их рабочего диапазона частотами, близкими к частоте 50 *гц*, и малой чувствительности.

Для измерения токов и напряжений низких частот пригодны все приборы, применяемые для аналогичных измерений в области высоких частот, как, например, термоэлектрические приборы и ламповые вольтметры. Однако в ряде случаев эти измерения целесообразнее проводить с помощью более простых и дешевых приборов детекторной системы.

7-2. Устройство и основные характеристики полупроводниковых выпрямителей

В состав каждого детекторного прибора входит полупроводниковый выпрямитель, предназначенный для выпрямления измеряемого переменного тока. Из известных типов

выпрямителей в измерительных приборах применяются купроксные детекторы и германиевые диоды.

Купроксный детектор, устройство которого показано на рис. 7-1, состоит из медной пластинки *1* (шайбы, стержня), покрытой с одной стороны тонким слоем закиси меди *3*. Для создания контакта с закисью меди служит свинцовая пластинка *4*.

Контактная пара закись меди — медь обладает односторонней проводимостью, которая обусловлена возникновением между ними так называемого «запирающего» слоя *2* толщиной порядка 0,0001 *мм*. Односторонняя проводимость проявляется в том, что для электрического тока, протекающего в *прямом* направлении от закиси меди к меди, детектор представляет значительно меньшее сопротивление, чем для тока *обратного* направления. Условное изображение полупроводникового выпрямителя приведено в нижней части рис. 7-1; там же стрелкой указано направление прохождения прямого тока.

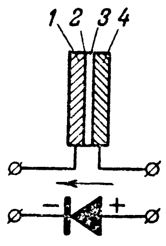


Рис. 7-1. Устройство купроксного детектора.

1 — медь; *2* — „запирающий" слой; *3* — закись меди; *4* — свинец.

Если к купроксному детектору приложить переменное напряжение, то в его цепи будет протекать пульсирующий ток; постоянная составляющая этого тока может измеряться магнитоэлектрическим измерительным механизмом при включении последнего последовательно с детектором. При переменных напряжениях, превышающих 0,2—0,3 *в*, вольт-амперную характеристику детектора можно считать линейной. В этом случае показания прибора будут пропорциональны среднему значению измеряемого напряжения и шкала напряжения окажется почти линейной, за исключением начального ее участка, занимающего 15—20% общей длины шкалы.

Для ориентировочной проверки детектора можно использовать омметр, напряжение питания которого не превышает 4—5 *в*. Детектор считают годным к эксплуатации, если при различной полярности его подключения к омметру отношение измеренных сопротивлений не менее 20—30. При прочих равных условиях следует выбирать детектор с меньшим сопротивлением прямому току.

При обратном напряжении на зажимах детектора, большем 10—12 *в*, может произойти пробой «запирающего» слоя. Поэтому максимально допустимое рабочее напряже-

ние для купроксных детекторов ограничивают значением, не превышающим 3—5 *в*.

Купроксным детекторам свойственны существенные недостатки, ограничивающие их применение. Различные экземпляры детекторов одного и того же типа могут иметь значительно различающиеся друг от друга вольт-амперные характеристики, которые к тому же со временем несколько изменяются вследствие увеличения прямого сопротивления; это затрудняет предварительный расчет детекторного прибора и вызывает необходимость периодической проверки градуировки в процессе эксплуатации. Прямое и обратное сопротивления купроксного детектора уменьшаются с увеличением температуры; поэтому детекторные приборы имеют заметную температурную погрешность, достигающую 2—3% на 1° изменения температуры. Каждый купроксный детектор имеет значительную собственную емкость — емкость между медью и закисью меди, разделенных тонким «запирающим» слоем. Эта емкость, достигающая 200 *пф* на 1 *мм*² контактной поверхности, ослабляет выпрямляющее действие детектора и является источником частотной погрешности детекторных приборов, достигающей 1% на 1 *кгц* изменения частоты; поэтому приборы с купроксными детекторами применяются для измерений на частотах до 10 *кгц*. Лишь при использовании специальных детекторов с контактной площадью порядка 1 *мм*² и менее удается расширить рабочий диапазон до нескольких сотен килогерц.

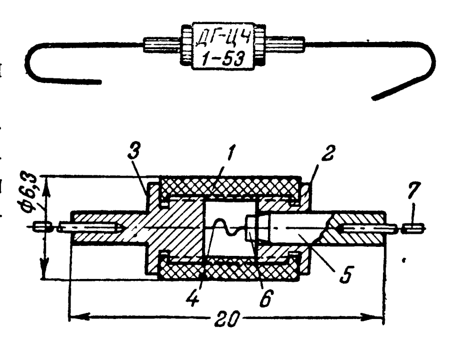


Рис. 7-2. Внешний вид и устройство германиевого диода типа ДГ-Ц4.

1 — керамическая втулка; *2* и *3* — металлические фланцы; *4* — вольфрамовая пружинка; *5* — кристаллодержатель; *6* — германий; *7* — выводы.

Усовершенствование техники изготовления полупроводниковых выпрямителей кристаллического типа создало возможность для их широкого применения в измерительной аппаратуре. В настоящее время отечественной промышленностью выпускается несколько типов германиевых диодов с точечными контактами, обладающих более высокими качественными показателями, чем купроксные детекторы.

Внешний вид и схематическое устройство германиевого диода типа ДГ-Ц показаны на рис. 7-2. Диод содержит вольфрамовую пружинку *4*, заостренный конец которой создает точечный контакт с кристаллом германия *6*. Для сохранения механической и электрической устойчивости этого контакта керамическая втулка *1* заполнена внутри восковидной изолирующей массой. В точке контакта металла с кристаллом возникает нелинейная зависимость между током и приложенным напряжением, используемая для целей выпрямления.

Германиевые диоды характеризуются малым прямым сопротивлением при высоком обратном; они способны выдерживать обратные напряжения до 50—75 *в* и могут непрерывно работать в течение нескольких тысяч часов без заметного изменения своих свойств. Как и другие полупроводниковые выпрямители, германиевые диоды весьма чувствительны к изменению окружающей температуры, при повышении которой эффект выпрямления понижается.

Площадь точечного контакта в германиевых диодах имеет порядок 0,0001 $мм^2$. Поэтому собственная емкость диодов в основном определяется емкостью между выводами, которая равна нескольким пикофарадам. Это позволяет использовать такие диоды для измерений как в области низких, так и высоких частот, включая диапазон УКВ. Применению германиевых диодов на сверхвысоких частотах благоприятствует также ничтожно малое время пролета электронов в выпрямляющем слое, который возникает в месте соприкосновения металла с кристаллом и имеет толщину порядка 10^{-6} *см*.

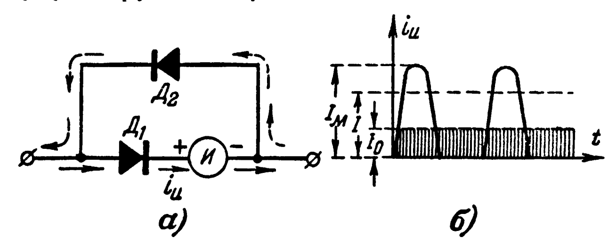
Детекторные приборы с германиевыми диодами на частотах до 1 *Мгц* практически не имеют частотной погрешности. При дальнейшем увеличении частоты погрешность постепенно возрастает, достигая при частоте 100 *Мгц* 20 ÷ 50% в зависимости от величины нагрузки, включенной последовательно с диодом.

В области высоких и сверхвысоких частот германиевые диоды часто применяются вместо ламповых диодов в индикаторных приборах, позволяя создавать компактные чувствительные индикаторы, работающие без начальных токов и не требующие источников питания. Использованию германиевых диодов в точных высокочастотных приборах препятствуют заметная на высоких частотах частотная погрешность, неоднородность характеристик различных экземпляров и большая температурная погрешность измерения.

7-3. Миллиамперметры детекторной системы

Сопротивление миллиамперметра должно быть малым при протекании переменного тока как в одном, так и в другом направлении. Приборы детекторной системы, удовлетворяющие этому условию, могут быть построены по однополупериодной или двухполупериодной схеме.

На рис. 7-3 представлены однополупериодная схема детекторного миллиамперметра и график проходящего через его измерительный механизм тока $i_и$ для случая измерения тока синусоидальной формы. Детектор[1] $Д_1$ пропускает одну полуволну переменного тока, на среднее значение которой I_0 реагирует измерительный механизм $И$; полуволна



Фиг. 7-3. Однополупериодная схема детекторного миллиамперметра (*а*) и график изменения тока $i_и$, протекающего через его измерительный механизм (*б*).

тока обратного направления, для которой сопротивление детектора $Д_1$ очень велико, проходит через детектор $Д_2$. Иногда с целью выравнивания сопротивления прибора для токов обоих направлений последовательно с детектором $Д_2$ включают сопротивление, равное сопротивлению измерительного механизма $И$. Недостатком рассмотренной схемы является сравнительно малая ее чувствительность, так как постоянный ток через измеритель I_0 не превышает 45% от действующего значения измеряемого синусоидального тока I.

Высокая чувствительность может быть получена при применении двухполупериодной схемы рис. 7-4,*а*, в которой измеритель включен в диагональ моста, образованного четырьмя детекторами. Одну половину периода ток протекает через детекторы $Д_1$ и $Д_3$, а другую половину периода — через детекторы $Д_2$ и $Д_4$. Через измерительный механизм ток

---

[1] В дальнейшем под понятием „детектор" будем понимать как купроксный детектор, так и германиевый диод или другой полупроводниковый выпрямитель.

протекает оба полупериода в одном и том же направлении. При применении детекторов, работающих в режиме линейного детектирования, постоянная составляющая выпрямленного тока (рис. 7-4,*б*) может достигать 90% действующего значения измеряемого синусоидального тока.

Предел измерений детекторного миллиамперметра и характер градуировки его шкалы при выбранной схеме включения определяются параметрами используемых детекторов и измерительного механизма. Чем чувствительнее измерительный механизм, тем меньшие значения переменного тока

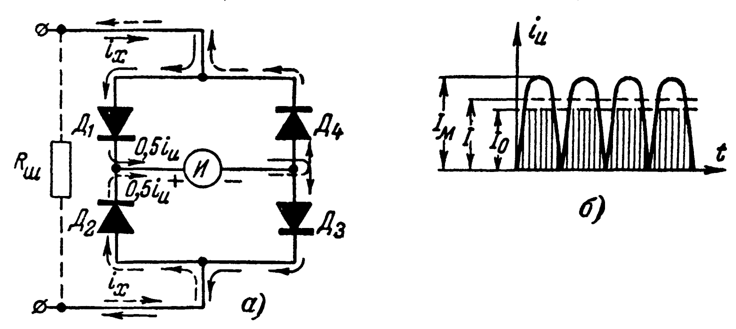


Рис. 7-4. Двухполупериодная схема детекторного миллиамперметра (*а*) и график изменения тока $i_и$, протекающего через его измерительный механизм (*б*).

позволяет измерять детекторный прибор. Но с повышением чувствительности уменьшается используемый участок вольтамперной характеристики детектора, который ограничивается только ее криволинейной частью; это приводит к уменьшению коэффицента выпрямления и ухудшению линейности шкалы. Для работы на линейном участке характеристики необходимо увеличить плотность тока, протекающего через детектор. В чувствительных приборах это достигается применением малогабаритных купроксных детекторов с контактной поверхностью порядка нескольких квадратных миллиметров. Малые размеры детекторов позволяют выполнить весь монтаж прибора внутри кожуха измерительного механизма.

В детекторных приборах, построенных на германиевых диодах, применение чувствительных измерительных механизмов приводит к работе на квадратичном участке характеристики диодов. В этом случае отклонение стрелки будет примерно пропорционально квадрату действующего значения измеряемого тока независимо от его формы.

Падение напряжения на детекторном приборе, необходимое для отклонения стрелки на всю шкалу, значительно превышает аналогичное напряжение для приборов магнитоэлектрической системы; оно складывается из падения напряжения на детекторах, включенных последовательно, и на измерительном механизме. Это напряжение обычно лежит в пределах 0,5—1,2 *в*; для его уменьшения желательно применять в приборе низкоомные измерительные механизмы и детекторы с возможно меньшим сопротивлением прямому току.

Ориентировочно можно считать, что при работе с измерительным механизмом, имеющим ток полного отклонения I_u, предельное действующее значение измеряемого синусоидального тока будет определяться формулами:

$$\begin{aligned} I_n &= 2{,}22\, I_u \text{ (при однополупериодной схеме);} \\ I_n &= 1{,}11\, I_u \text{ (при двухполупериодной схеме).} \end{aligned} \qquad (7\text{-}1)$$

7-4. Многопредельные миллиамперметры детекторной системы

Расширение пределов измерений детекторных миллиамперметров производится с помощью шунтов или трансформаторов тока.

Шунт включается параллельно детекторному прибору, как это показано пунктиром на рис. 7-4,*а*. Градуировку прибора, проведенную при отсутствии шунта, нельзя использовать при работе с шунтом вследствие зависимости сопротивления детекторного прибора от величины выпрямляемого тока; поэтому соотношение между током в шунте и выпрямляемым током не остается постоянным и зависит от величины измеряемого тока, а характер этой зависимости будет несколько различным при различных сопротивлениях шунта. По этой причине многопредельный миллиамперметр (амперметр) с переключаемыми шунтами для каждого предела измерений должен иметь отдельную шкалу.

Задача использования одной и той же шкалы (с кратными множителями к ней) на различных пределах практически решается двумя способами. Первый способ заключается в повышении устойчивости общего сопротивления детекторного прибора. Для этого в схеме мостового типа детекторы двух плечей заменяют постоянными сопротивлениями R_3 и R_4 порядка 1—5 *ком*, как это показано на рис. 7-5,*а*. Эквивалентная схема такого моста для тока одного направления

приведена на рис. 7-5,*б*. При правильном подборе сопротивлений R_3 и R_4 изменение сопротивления детекторов $Д_1$ и $Д_2$ мало влияет на общее сопротивление прибора. Другой воз-

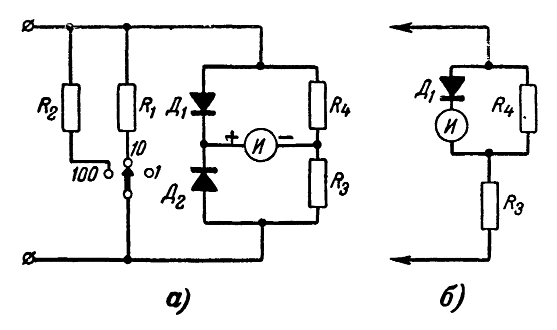


Рис. 7-5. Схема многопредельного одношкального детекторного миллиамперметра с переключаемыми шунтами и эквивалентная схема его детекторной части.

можный вариант детекторной цепи, дающий нужный эффект лишь при достаточно больших сопротивлениях R_3 и R_4, показан на рис. 7-6. Включение постоянных сопротивлений увеличивает линейность шкалы, но в то же время умень-

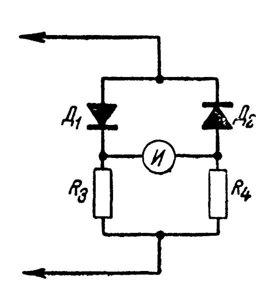


Рис. 7-6. Вариант схемы детекторной части многопредельного одношкального детекторного миллиамперметра.

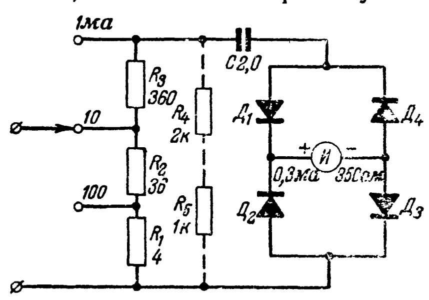


Рис. 7-7. Схема многопредельного детекторного миллиамперметра с универсальным шунтом.

шает максимально достижимую чувствительность детекторного прибора.

На рис. 7-7 дана схема многопредельного миллиамперметра *с универсальным шунтом*. Так как сопротивление, включенное параллельно измерительному механизму на всех

пределах остается постоянным, то отсчет может производиться по общей шкале. Эта схема при большом сопротивлении шунта позволяет сохранить высокую чувствительность прибора. Основным недостатком ее является значительное увеличение падения напряжения на приборе по сравнению со схемой рис. 7-4. Это падение напряжения, достигающее при полном отклонении стрелки нескольких вольт, при измерении больших токов в низковольтных цепях (например, тока накала) может оказаться недопустимо большим. Измерение больших токов при малом падении напряжения может быть обеспечено при помощи *трансформаторов тока,* находящих применение в некоторых детекторных приборах промышленного изготовления.

Конденсатор C, показанный на рис. 7-7, включается в приборах, предназначенных для измерения переменной составляющей пульсирующего тока; его емкость берется порядка нескольких микрофарад с целью обеспечения малого, по сравнению с детекторной частью, сопротивления переменному току.

Для расчета многопредельного прибора необходимо знать предельное значение измеряемого тока I_n, вызывающее отклонение стрелки на всю шкалу при отсутствии шунтов, и сопротивление детекторного прибора R_n. Ток I_n можно найти по формуле (7-1) или опытным путем. Сопротивление детекторного прибора следует измерить для двух направлений тока низковольтным омметром и взять за R_n среднее значение. Ориентировочный расчет сопротивлений шунтов проводится так же, как и для приборов магнитоэлектрической системы, а точная подгонка их величин осуществляется при регулировке прибора.

Для уменьшения *температурной погрешности* параллельно детекторной части прибора, как это показано пунктиром на рис. 7-7, иногда включают дополнительный шунт. Часть шунта (R_4) делают из манганиновой проволоки, а другую часть (R_5) подбирают практически из медной проволоки, которая имеет положительный температурный коэффициент. При повышении температуры сопротивление шунта увеличивается; это приводит к возрастанию тока в детекторной цепи, компенсирующего в некотором интервале температур уменьшение коэффициента выпрямления. Для получения эффективной температурной компенсации общее сопротивление шунта не должно превышать сопротивление детекторной части прибора более чем в 3—5 раз, что приводит к заметному снижению чувствительности последней.

Для понижения *частотной погрешности* сопротивление дополнительного шунта полностью или частично наматывают в виде катушки, обладающей некоторой индуктивностью. При увеличении частоты измеряемого тока возрастание индуктивного сопротивления шунта в некоторой степени компенсирует влияние собственных емкостей детекторов.

Задача 7-1. Проверить правильность ориентировочного расчета многопредельного миллиамперметра, выполненного по схеме рис. 7-7 (без элементов компенсации) на основе следующих исходных данных: пределы измерений (в действующих значениях): 1, 10 и 100 *ма*; измеритель — типа М49, имеющий ток $I_и = 0{,}3$ *ма* и сопротивление $R_и = 350$ *ом*; сопротивление детекторной части прибора, замеренное омметром, $R_п = 800$ *ом*.

Данные расчета приведены на рис. 7-7.

7-5. Вольтметры детекторной системы

Детекторные вольтметры могут быть выполнены по тем же схемам, что и ламповые диодные вольтметры; это вытекает из сходства вольтамперных характеристик полупроводниковых выпрямителей и ламповых диодов.

На рис. 7-8,*а* приведена схема простейшего детекторного вольтметра с открытым входом, шкала которого в зависимо-

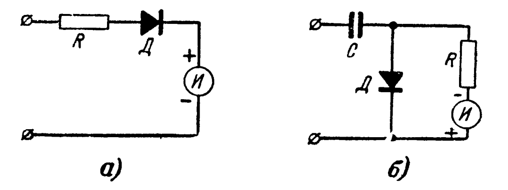


Рис. 7-8. Схемы простейших детекторных вольтметров.

сти от величины сопротивления *R* носит линейный или квадратичный характер. Схема амплитудного детекторного вольтметра с закрытым входом изображена на рис. 7-8,*б*. Достоинством последней схемы является то, что при достаточно большом сопротивлении *R* показания измерительного механизма мало зависят от параметров детектора *Д*; этим определяется малая чувствительность вольтметра к изменению температуры окружающей среды; температурная погрешность не превышает 2% на каждые 10° изменения температуры.

Недостатком рассмотренных схем является непостоянство их входного сопротивления, а также пригодность для измерения лишь сравнительно малых напряжений, не превышающих для схемы рис. 7-8,*а* 5—6 *в* при использовании купроксных детекторов и 50 *в* при работе с германиевыми диодами. Это объясняется опасностью пробоя детектора в отрицательный полупериод, когда его сопротивление очень велико и все измеряемое напряжение практически приложено к детектору. Для схемы рис. 7-8,*б* обратное напряжение на детекторе может достигать двойной амплитуды, вследствие чего для нее допустимые значения измеряемого напряжения будут вдвое меньше, чем для схемы рис. 7-8,*а*. Пре-

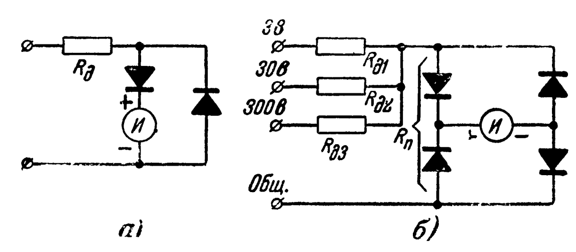


Рис. 7-9. Схемы детекторных вольтметров с однополупериодным выпрямлением (*а*) и с двухполупериодным выпрямлением (*б*).

дельные допустимые напряжения увеличиваются при последовательном включении нескольких однотипных детекторов. Применение трансформаторов для понижения напряжения, подводимого к вольтметру, нежелательно вследствие уменьшения входного сопротивления и возрастания частотной погрешности.

Указанные выше недостатки устраняются, если детекторный вольтметр выполнить на основе схем, приведенных при рассмотрении детекторных миллиамперметров, используя для расширения предела измерений добавочные сопротивления. Две основные схемы подобных вольтметров приведены на рис. 7-9. Их входное сопротивление одинаково для тока обоих направлений, причем бóльшая часть приложенного к вольтметру напряжения падает на добавочном сопротивлении $R_д$; это уменьшает опасность пробоя детекторов даже при значительной случайной перегрузке прибора.

Входное сопротивление вольтметров определяется действующим значением переменного тока в общей цепи $I_п$, при котором стрелка измерительного механизма отклоняет-

ся на всю шкалу. При применении чувствительных измерительных механизмов на 50—100 *мка* можно получить входное сопротивление порядка 2—5 *ком/в* и более. При одинаковых пределах измерений и однотипных детекторах и измерительных механизмах двухполупериодная схема рис. 7-9,*б* обеспечивает более высокое входное сопротивление, чем однополупериодная схема рис. 7-9,*а*.

7-6. Многопредельные детекторные вольтметры

Характер градуировки шкалы детекторного вольтметра зависит от величины добавочного сопротивления $R_д$, которая в свою очередь определяется предельным значением измеряемого напряжения $U_п$ в соответствии с формулой

$$R_д = \frac{U_п}{I_п} - R_п, \tag{7-2}$$

где $R_п$ — сопротивление детекторной части вольтметра при токе $I_п$. Чем больше сопротивление $R_д$, тем линейнее шкала. При малом значении $R_д$ неравномерный характер шкалы, особенно в ее начальной части, усиливается. Поэтому в многопредельных вольтметрах, у которых расширение пределов измерений осуществляется переключением добавочных сопротивлений по аналогии со схемой рис. 7-9,*б*, вольтметр для каждого предела измерений должен иметь отдельную шкалу.

Использовать на всех пределах общую шкалу возможно в случае, если сопротивление детекторной части вольтметра сделать более постоянным, например, выполнив ее по схемам рис. 7-5 или 7-6. Другой путь — это обеспечение постоянства выходного сопротивления делителя напряжения. Схема такого вольтметра приведена на рис. 7-10. В ней при увеличении добавочного сопротивления $R_д$ сопротивление шунта $R_ш$ уменьшается так, что сопротивление левой части схемы вольтметра между точками *1* и *2* остается без изменения (последнее сопротивление следует рассчитывать, считая входные зажимы замкнутыми накоротко, так как сопротивление цепи, к которой подключается вольтметр, как правило, много меньше входного сопротивления вольтметра).

На низковольтном пределе 1 шунт может отсутствовать. В этом случае добавочное сопротивление, равное $R_{д1} + R_1$, рассчитывают по формуле (7-2). Часть добавочного сопро-

тивления R_1, включенная в общей цепи для коррекции градуировки, выполняется как регулировочное; оно берется в пределах 10—20% от общего сопротивления $R_{\partial 1}+R_1$.

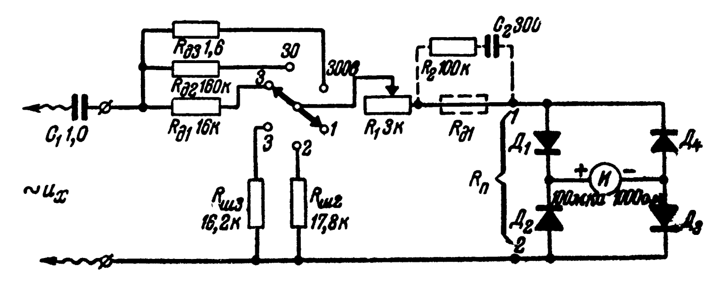


Рис. 7-10. Схема многопредельного детекторного вольтметра.

Если при переключении пределов предельное измеряемое напряжение U_n изменяется в N раз, то необходимые величины сопротивлений вольтметра рассчитываются по формулам:

$$R_{\partial 2}=NR_{\partial 1};\quad R_{\partial 3}=N^2R_{\partial 1};\tag{7-3}$$

$$R_{ш2}=\frac{R_{\partial 2}}{N-1};\quad R_{ш3}=\frac{R_{\partial 3}}{N^2-1}.\tag{7-4}$$

При измерении выходного напряжения радиоприемников и усилителей низкой частоты применяют так называемые измерители выхода, представляющие собой детекторный вольтметр, который на всех пределах имеет приблизительно одинаковое входное сопротивление; в этом случае при измерении на различных пределах исключается разница в показаниях вольтметра, обусловленная изменением его входного сопротивления. Схема измерителя выхода отличается от схемы рис. 7-10 лишь тем, что сопротивление $R_{\partial 1}$ в ней перенесено из левой части чертежа в правую (где оно изображено пунктиром). В этой схеме на пределе 1 входное сопротивление вольтметра

$$R_в=R_1+R_{\partial 1}+R_n=\frac{U_{n1}}{I_n}.\tag{7-5}$$

При переходе на другие пределы включаются делители напряжения, сопротивления которых, выбранные по формулам:

$$R_{\partial 2}=\frac{N-1}{N}R_в;\quad R_{\partial 3}=\frac{N^2-1}{N^2}R_в,\tag{7-6}$$

$$R_{ш2}=\frac{R_в}{N-1};\quad R_{ш3}=\frac{R_в}{N^2-1},\tag{7-7}$$

обеспечивают одновременно сохранение входного сопротивления и получение заданного предела измерений. В вольтметрах, используемых для испытания радиоаппаратуры, выходной нагрузкой которой являются головные телефоны, часто подбирают такой режим работы, чтобы получить входное сопротивление порядка 20 *ком*, т. е. примерно равное сопротивлению одной пары высокоомных телефонов на частоте 1 *кгц*. Такой вольтметр, подключенный к низкочастотному выходу вместо телефонов, будет показывать нормальное значение выходного напряжения.

Измерители выхода обычно имеют общую шкалу для всех кратных пределов, так как расчет показывает, что сопротивление цепи, к которой подключена детекторная часть вольтметра, при переключении пределов изменяется незначительно.

В детекторных вольтметрах температурная и частотная компенсации могут быть выполнены так же, как и в детекторных миллиамперметрах, т. е. путем включения параллельно детекторной части прибора шунта, изготовленного из манганинового и медного проводов и имеющего некоторую индуктивность (в схеме рис. 7-10 для этой цели можно использовать шунты $R_{ш2}$ и $R_{ш3}$). В вольтметрах с купроксными детекторами применяется также способ частотной компенсации, показанный на рис. 7-10: параллельно добавочному сопротивлению $R_{д1}$ включают цепь $R_2 - C_2$, данные которой подбирают опытным путем. При возрастании частоты уменьшение сопротивления емкости C_2 вызывает понижение добавочного сопротивления вольтметра; при этом ток в общей цепи увеличивается, что частично компенсирует шунтирующее действие собственных емкостей детекторов. Частотная погрешность также уменьшается при использовании безындукционных добавочных сопротивлений.

Если в исследуемой цепи действует пульсирующее напряжение, то детекторный вольтметр следует подключать через конденсатор большой емкости (C_1 на рис. 7-10).

Градуировка детекторных вольтметров проводится обычно на переменном токе от сети теми же способами, что и градуировка ламповых вольтметров. При наличии звукового генератора желательно проверить частотную характеристику вольтметра, т. е. зависимость его показаний от частоты при постоянной величине входного измеряемого напряжения.

Для измерения малых переменных напряжений находят применение приборы, представляющие собой комбинацию

детекторного вольтметра с ламповым усилителем низкой частоты. Использование усилителя наряду с повышением чувствительности позволяет увеличить входное сопротивление вольтметра. В таком вольтметре расширение пределов измерений может быть осуществлено с помощью входного высокоомного делителя напряжений. По сравнению с однотипным ламповым вольтметром, использующим для детектирования электронную лампу, преимуществом комбинированного вольтметра является отсутствие необходимости в установке нуля.

Задача 7-2. Проверить расчет схемы рис. 7-10 трехпредельного детекторного вольтметра, произведенный на основе следующих данных: пределы измерений: 3, 30 и 300 *в*; $I_п=150$ *мка*; $R_п=1{,}5$—3 *ком*. Данные расчета приведены на схеме.

Задача 7-3. На основе данных задачи 7-2 рассчитать схему трехпредельного детекторного измерителя выхода.

Ответ: $R_1=3$ *ком*, $R_{д1}=16$ *ком*, $R_{д2}=18$ *ком*, $R_{ш2}=2{,}23$ *ком*, $R_{д3}=19{,}8$ *ком*, $R_{ш3}=202$ *ом*.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МОЩНОСТИ

8-1. Измерение мощности постоянного тока

Приборами, позволяющими производить непосредственный отсчет потребляемой электрическими цепями мощности постоянного тока, являются *ваттметры электродинамической системы*. В радиотехнической практике часто оказывается доступнее косвенный метод измерения мощности, основанный на использовании вольтметров и миллиамперметров (амперметров) постоянного тока.

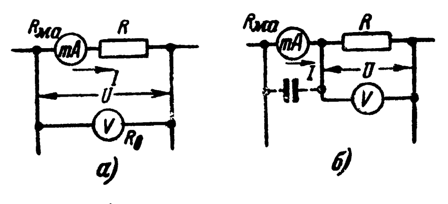


Рис. 8-1. Схемы измерения мощности при $R \gg R_{ма}$ (*а*) и при $R \ll R_в$ (*б*).

Для определения мощности, потребляемой каким-либо элементом электрической цепи R, измерительные приборы включают по одной из схем рис. 8-1 в зависимости от соотношения между сопротивлением цепи R, сопротивлением миллиамперметра $R_{ма}$ и сопротивлением вольтметра $R_в$. Если в цепи протекает пульсирующий ток, то для исключения влияния индуктивности рабочей части миллиамперметра на режим цепи прибор шунтируют конденсатором C, как

это показано пунктиром на схеме рис. 8-1,*б*. На основании показаний приборов искомую мощность находят по формуле

$$P \approx UI. \qquad (8\text{-}1)$$

Если электрическая величина сопротивления R достаточно точно известна, то для определения рассеиваемой на сопротивлении мощности можно обойтись одним измерительным прибором. Измерения проводят по схемам рис. 8-1, причем при большой величине сопротивления R в схеме может отсутствовать вольтметр, а при малой величине — миллиамперметр. В первом случае мощность определяют по формуле

$$P = I^2R, \qquad (8\text{-}2)$$

а во втором случае — по формуле

$$P = \frac{U^2}{R}. \qquad (8\text{-}3)$$

Определение мощности, потребляемой батарейными приемниками, проводят отдельно для цепи накала и цепи высокого напряжения. Полученные данные характеризуют экономичность приемника и позволяют выбрать батареи питания необходимой емкости. В радиоустройствах, питаемых от сети переменного тока, по аналогичным схемам определяют мощность, отдаваемую выпрямителем на нагрузку, и мощность, потребляемую отдельными цепями.

8-2. Измерение мощности в цепях низкой частоты

Непосредственное измерение мощности, потребляемой радиоустановкой от сети переменного тока, можно проводить с помощью *ваттметров электродинамической и индукционной системы*. При отсутствии этих приборов возможно использовать для целей измерения вольтметр и миллиамперметр (амперметр) переменного тока. Однако если сопротивление нагрузки носит комплексный характер (а таким именно является сопротивление переменному току первичной обмотки силового трансформатора с учетом влияния цепей, подключенных ко вторичным обмоткам), то между напряжением и током в цепи возникает сдвиг по фазе φ, знак и величина которого зависят от характера реактивного сопротивления нагрузки и отношения его величины к величине активного сопротивления.

В этом случае, при включении вольтметра и амперметра по схеме рис. 8-2 величина потребляемой мощности будет определяться формулой

$$P = UI\cos\varphi, \qquad (8\text{-}4)$$

где U и I — действующие значения соответственно напряжения и тока, измеренные приборами.

Если сдвиг фаз φ неизвестен, то потребляемую радиоустановкой мощность характеризуют величиной *кажущейся мощности:*

$$P_i = UI, \qquad (8\text{-}5)$$

подсчитываемой на основе показаний приборов. В отличие от действительной мощности, измеряемой в ваттах, кажущуюся мощность выражают в условных единицах — вольтамперах (*в·а*). Так как $\cos\varphi$, носящий название *коэффициента мощности,* почти всегда меньше единицы, то численно величина кажущейся мощности больше действительной. Для маломощных силовых трансформаторов, применяемых в радиоприемниках и усилительной аппаратуре, коэффициент мощности лежит в пределах 0,7—0,9. Принимая $\cos\varphi = 0,8$, можно по вычисленному значению P_i приближенно судить о действительной величине потребляемой радиоустановкой мощности.

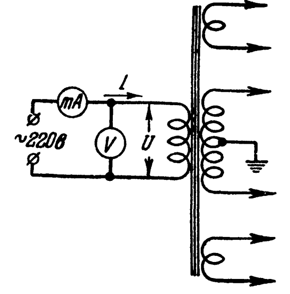


Рис. 8-2. Измерение мощности, потребляемой радиоустановкой от сети переменного тока.

Если измерение мощности переменного тока производится при чисто активной нагрузке, имеющей сопротивление R, можно пользоваться схемами измерения рис. 8-1 и соответствующими им формулами (8-1), (8-2) и (8-3). При этом на частотах, отличных от частоты сети, следует применять детекторные, термоэлектрические или ламповые приборы.

При испытании радиоприемников и усилителей низкой частоты может возникнуть необходимость в измерении их выходной мощности, т. е. той мощности, которая подводится к нагрузке — громкоговорителю или телефонам. Измерение производится в цепи вторичной обмотки выходного трансформатора. На низких звуковых частотах, примерно до 500 *гц*, сопротивление звуковой катушки большинства громкоговорителей мало отличается от ее сопротивления

постоянному току, что облегчает определение мощности. При работе на более высоких звуковых частотах или при испытании радиоустройств, нагруженных на телефоны, следует считаться с комплексным характером нагрузки. Например, сопротивление высокоомных телефонов, равное на постоянном токе 4 000 *ом,* на частоте 1 000 *гц* увеличивается примерно до 20 000 *ом.*

В лабораторной практике некоторое применение находят *детекторные ваттметры,* позволяющие проводить непосредственное измерение мощности в цепях низкой частоты при любом характере их нагрузки.

8-3. Определение выходной мощности радиопередатчиков

Величина мощности передатчика является одним из основных факторов, определяющих дальность радиосвязи. Наиболее полно эту мощность характеризует мощность электромагнитных волн, излучаемых антенной передатчика в пространство. Так как определение этой величины представляет большие трудности, то обычно ограничиваются измерением мощности, действующей в антенной цепи.

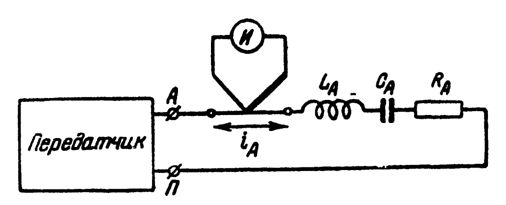


Рис. 8-3. Измерение мощности передатчика по току в эквиваленте антенны.

При испытании профессиональных передатчиков к их выходу вместо антенны подключают ее *эквивалент,* состоящий из сосредоточенной емкости C_A, индуктивности L_A и активного сопротивления R_A (рис. 8-3), которые берутся примерно равными соответствующим параметрам реальной антенны, определенным путем измерений. Наиболее важен точный подбор активного сопротивления R_A, предназначенного для поглощения выходной мощности. В любительских условиях эквивалент обычно выполняют из одного активного сопротивления, подбираемого такой величины, чтобы ток в антенной цепи имел на рабочей частоте примерно то же значение, что и при работе на антенну.

При известной величине активного сопротивления R_A по показанию высокочастотного амперметра, измеряющего действующее значение антенного тока I_A, мощность в антенной цепи определяют по формуле

$$P_A \approx I_A^2 R_A. \tag{8-6}$$

При испытании УКВ-передатчиков амперметр следует включать непосредственно в цепь эквивалента с целью обеспечения равенства токов, протекающих через измерительный прибор и сопротивление R_A. Кроме того, выход передатчика должен быть соединен с эквивалентом высокочастотным кабелем, имеющим волновое сопротивление, равное R_A.

На частотах до 100 *Мгц* для измерения мощности передатчиков широко применяют фотометрический метод, прин-

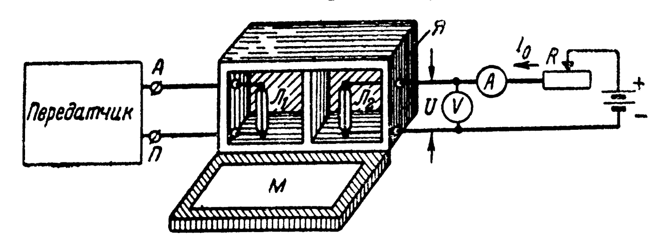


Рис. 8-4. Фотометрический метод измерения мощности передатчика.

цип которого был рассмотрен в § 5-5. При этом в качестве эквивалента антенны используют лампочку накаливания, номинальная мощность которой должна быть близка к предполагаемой величине измеряемой мощности.

При выполнении прибора по схеме рис. 8-4 реостат R используют для уравнивания яркости свечения лампочек $Л_2$ и $Л_1$. Так как лампочки подбираются идентичными, то одинаковой яркости свечения соответствует примерно одинаковая подводимая к ним мощность. Это позволяет, используя показания U_0 и I_0 вольтметра и амперметра постоянного тока, определить мощность в антенной цепи испытуемого передатчика по формуле

$$P_A \approx U_0 I_0. \tag{8-7}$$

При наличии вентильного фотоэлемента измерение проводится по схеме рис. 8-5. В этом случае измеритель $И$,

ток полного отклонения которого не должен превышать 1 *ма,* может быть проградуирован непосредственно в значениях измеряемой высокочастотной мощности; градуировку шкалы обычно выполняют на постоянном или переменном токе. Необходимый для прибора фотоэлемент *Ф* легко изготовить из шайбы от селенового выпрямителя. Для этого шайбу медленно нагревают; расплавленный катодный слой осторожно стирают со всей поверхности шайбы, за исключением центрального участка последней, где его оставляют для обеспечения контакта с селеном.

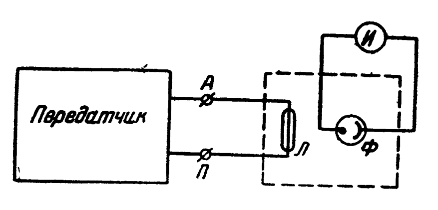


Рис. 8-5. Фотометрический метод измерения мощности передатчика с применением фотоэлемента.

Лампочки, применяемые в фотометрах, годны для измерений в узком диапазоне высокочастотных мощностей. При необходимости расширения предела измерений фотометр выполняют с несколькими лампочками различной мощности.

На сверхвысоких частотах помимо фотометрического метода находят применение калориметрический и болометрический методы измерения выходных мощностей передатчиков.

8-4. Определение мощности, рассеиваемой на анодах радиоламп

В усилительных и генераторных каскадах радиоустройств мощность источника P_0, подводимая к анодной цепи, частично преобразуется в колебательную мощность $P_{\sim}$, выделяющуюся на нагрузке, а частично теряется в лампе, превращаясь в тепловую энергию, вызывающую разогрев анода. Величина мощности, рассеиваемой на аноде, определяется формулой

$$P_a = P_0 - P_{\sim}. \tag{8-8}$$

Она не должна превышать определенного для каждого типа лампы значения, так как при перегреве анод может расплавиться и лампа выйдет из строя.

Для определения мощности, рассеиваемой на аноде лампы, применим следующий способ. Вблизи баллона испытуемой лампы *Л*, включенной, например, по схеме рис. 8-6, устанавливают термометр. На лампу подают питание и возбуждающее напряжение в соответствии с исследуемым режимом ее работы и после установления теплового равновесия отмечают температуру, показываемую термометром. Одновременно на основе показаний вольтметра и миллиампер-

метра постоянного тока, включенных в анодную цепь лампы и измеряющих напряжение на зажимах источника U_a и постоянную составляющую анодного тока I_{01}, вычисляют потребляемую мощность

$$P_0 = U_a I_{01}. \tag{8-9}$$

Затем на сетку лампы вместо напряжения возбуждения подают отрицательное смещение порядка нескольких десятков вольт от батареи E_c. С помощью потенциометра R_c подбирают на сетку лампы такое смещение, чтобы термометр устойчиво показывал ту же температуру, что и при рабочем режиме лампы (может оказаться, что для этого потребуется изменить полярность включения батареи E_c). Очевидно, что в обоих случаях на аноде лампы рассеивается одинаковая мощность. Но во втором случае колебательная мощность на нагрузке равна нулю; это означает, что вся мощность, потребляемая от источника, превращается в мощность рассеяния, которая будет равна

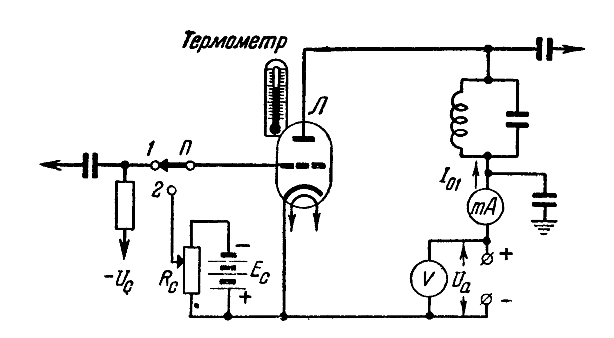


Рис. 8-6. Измерение мощности, рассеиваемой на аноде радиолампы.

$$P_a = U_a I_{02}, \tag{8-10}$$

где I_{02} — новое показание миллиамперметра.

Зная мощности P_0 и P_a, можно определить величину колебательной мощности

$$P_{\sim} = P_0 - P_a \tag{8-11}$$

и к. п. д. анодной цепи лампового каскада

$$\eta\% = \frac{P_{\sim}}{P_0} 100\%. \tag{8-12}$$

Вместо термометра в схеме испытаний можно применить термопару, нагруженную на микроамперметр магнитоэлектрической системы.

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

АВОМЕТРЫ

9-1. Общие сведения

Авометры (*ампервольтомметры*) представляют собой комбинированные приборы, предназначенные для измерения токов, напряжений и электрических сопротивлений. Отсчет всех измеряемых величин проводится непосредственно по шкалам общего стрелочного измерительного механизма магнитоэлектрической системы. Измерительный механизм является основной, наиболее дорогой и громоздкой частью большинства электроизмерительных приборов. Применение авометра позволяет сократить количество приборов, необходимых при изготовлении, ремонте и эксплуатации радиоаппаратуры.

Авометры обычно конструируются как компактные переносные приборы, пригодные для использования в разнообразных условиях радиотехнической практики. Поэтому они, как правило, не содержат ламповых схем и имеют внутренние источники питания схемы омметра; в отдельных случаях допускается использование на высокоомных пределах омметра внешнего источника питания.

Недостатком авометров является то, что они позволяют проводить одновременно лишь одно измерение. Поэтому при сложных испытаниях радиоаппаратуры наличие авометра не исключает необходимости применения других измерительных приборов.

Процесс изготовления авометра можно разделить на несколько этапов: 1) определение видов работы и соответствующих им пределов измерений; 2) подбор измерительного механизма и определение его электрических данных; 3) выбор и расчет схемы для каждого вида измерений; 4) согласование различных схем измерений и составление общей принципиальной схемы прибора; 5) подбор деталей, составление монтажной схемы, сборка и налаживание авометра.

Авометры иногда выполняются совместно с другими вспомогательными устройствами, облегчающими испытание и регулировку радиоаппаратуры.

9-2. Выбор видов работы и пределов измерения авометра

Универсальность применения авометров обеспечивается как различными видами работы, так и широкими пределами измерения.

Основным типом авометра следует считать прибор, позволяющий измерять: 1) величину постоянного тока; 2) напряжение постоянного тока; 3) напряжение переменного тока низких частот; 4) электрические сопротивления. Измерение переменного тока низких частот в большинстве авометров не предусматривается, так как надобность в подобных измерениях возникает редко. В некоторых случаях с целью упрощения прибора отказываются также от измерения переменных напряжений.

Наличие нескольких пределов при каждом виде работы определяет возможность измерения как малых, так и больших электрических величин. Однако чрезмерно большим количеством пределов измерения увлекаться не следует, так как это неизбежно ведет к усложнению схемы прибора, увеличению его габаритов и создает затруднения в управлении прибором. При выборе пределов измерений, так же как и видов работы, следует исходить из тех конкретных условий, в которых предполагается эксплуатация авометра. При работе с приемной и усилительной аппаратурой, питаемой от сети переменного тока, требуемые пределы измерения постоянных и переменных напряжений обычно составляют 0,1 ÷ 500 *в*, а токов 0,1 ÷ 100 *ма*. При работе с аналогичной аппаратурой, питаемой от источников постоянного тока, верхняя граница требуемого предела измерения снижается до 300 *в* по напряжению и возрастает до 1 *а* и более по току. Авометры, предназначенные для проверки передающей и телевизионной аппаратуры, должны измерять постоянные напряжения, по крайней мере, до 2—3 *кв*. Лишь в отношении электрических сопротивлений требования к авометру в большинстве случаев одинаковы: желаемый диапазон измеряемых величин обычно лежит в пределах 1 *ом* ÷ 10 *Мом*.

При определении необходимого количества пределов и выборе конкретных предельных значений напряжений и токов для каждого предела следует руководствоваться соображениями, изложенными в § 2-3. Наиболее удобен переходной коэффициент $N=10$, но при этом не обеспечивается достаточная точность измерения во всем диапазоне измеряемых напряжений и токов. Поэтому берут $N=2-5$. Предельные значения нужно выбирать такими, чтобы на всех пределах измерения постоянных токов и напряжений отсчет мог производиться по общей шкале. Для отсчета переменных напряжений и токов в большинстве случаев требуется самостоятельная шкала

Для схемы омметра выбирают переходной коэффициент $N=10$, реже $N=100$; это упрощает пользование общей шкалой на всех пределах измерения сопротивлений. Таким образом, авометр должен иметь, по крайней мере, три шкалы. Уменьшение числа шкал за счет использования различных пересчетных таблиц, графиков, номограмм нежелательно, так как усложняет определение измеряемой величины.

Выбранные пределы измерения должны быть согласованы с электрическими данными измерительного механизма авометра. Например, при использовании малочувствительного измерительного механизма для измерения сопротивлений порядка 1 *Мом* и выше может потребоваться источник питания, обеспечивающий напряжение порядка сотен или даже тысяч вольт. Все подобные несоответствия, выявленные при расчете конкретных схем измерений, могут привести к необходимости внесения исправлений в первоначально намеченные пределы измерения.

9-3. Измерительный механизм авометра

Качественные показатели авометра в значительной степени определяются его главным элементом — измерительным механизмом, представляющим собой обычно микроамперметр магнитоэлектрической системы. Наилучшие результаты могут быть получены с микроамперметром высокого класса точности, у которого отклонение стрелки на всю шкалу происходит при возможно меньших токах I_u и падениях напряжения $I_u R_u$. Применение чувствительного микроамперметра с малым током I_u увеличивает входное сопротивление вольтметра и уменьшает требуемое напряжение и разрядный ток источника питания омметра. Желательно, чтобы микроамперметр авометра имел ток полного отклонения $I_u=50 \div 200$ *мка* и во всяком случае не больше 1 *ма*. Применение микроамперметра с малым падением напряжения $I_u R_u$ уменьшает внутреннее сопротивление схемы амперметра и повышает точность измерения сопротивлений.

Чем выше класс точности микроамперметра, тем большая точность измерений может быть обеспечена при всех видах работы авометра. Кроме того, микроамперметры более высокого класса точности имеют, как правило, и больших размеров шкалу, что весьма важно для такого многопредельного прибора, как авометр. Если не ставится спе-

циальной задачи создания малогабаритного авометра, то при прочих равных условиях следует выбирать микроамперметр со шкалой возможно более крупных размеров.

При расчете авометра необходимо знать электрические данные измерительного механизма: ток полного отклонения I_u и внутреннее сопротивление R_u. Способы их определения изложены в § 2-1.

9-4. Составление принципиальной схемы авометра

Составление принципиальной схемы авометра слагается из выбора и взаимного согласования отдельных схем измерений.

При составлении схемы нужно решить вопрос о системе управления авометром, обеспечивающей выбор нужного вида работы и предела измерений. Управление может осуществляться посредством переключателей или при помощи системы гнезд. Применение переключателей облегчает пользование прибором, но усложняет его конструкцию и уменьшает надежность работы вследствие возможных неисправностей в контактной системе. Применение системы гнезд создает некоторые неудобства в работе, но в целом упрощает конструкцию прибора и удешевляет его стоимость.

Предположим для конкретности, что конструируемый авометр, в котором используется микроамперметр, имеющий I_u =0,2 *ма* и R_u=700 *ом,* должен измерять:

1) постоянные и переменные напряжения с пределами 5, 20, 100 и 500 *в*;

2) постоянный ток с пределами 1, 5, 20 и 100 *ма;*

3) сопротивления от 10 *ом* до 1 *Мом* при входном сопротивлении пределов 100 *ом,* 1, 10 и 100 *ком.*

Основные схемы многопредельных миллиамперметров и вольтметров постоянного тока были приведены на рис. 2-6, 2-7, 2-8 и 3-2. В зависимости от выбранных схем и системы управления авометром схемы *вольтмиллиамперметров* могут быть различны.

В том случае, если каждому пределу миллиамперметра соответствует отдельный шунт, вольтмиллиамперметр имеет схему рис. 9-1. Для выбора вида работы и пределов измерений здесь служит группа гнезд, из которых одно гнездо является общим при всех измерениях. Недостатком схемы является необходимость наличия разрезных гнезд специальной конструкции. Использование переключателя в подобной схеме также затруднительно, так как он должен был бы

иметь две секции и при переключении обеспечивать непрерывный контакт с шунтами.

Простой и надежной в работе является схема вольтмиллиамперметра рис. 9-2, в которой параллельно измерительному механизму постоянно включен универсальный шунт,

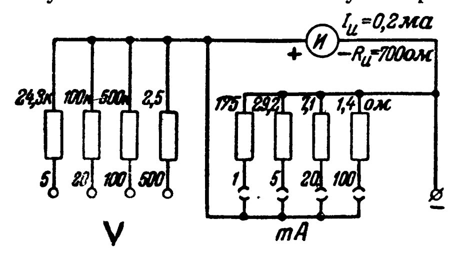


Рис. 9-1. Схема вольтмиллиамперметра постоянного тока с индивидуальными шунтами и системой гнезд.

используемый для изменения пределов измерения по току. Схема позволяет легко осуществлять все необходимые переключения как с помощью односекционного переключателя, так и при работе с системой обыкновенных гнезд. При-

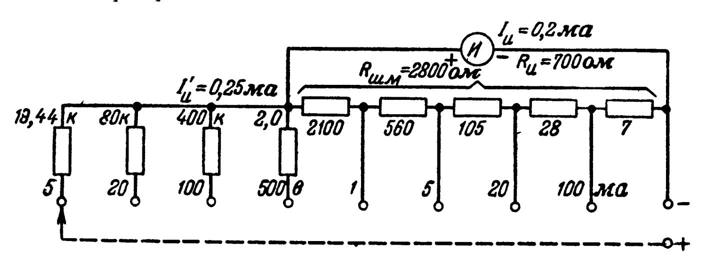


Рис. 9-2. Схема вольтмиллиамперметра постоянного тока с универсальным шунтом.

менение универсального шунта увеличивает номинальный ток в цепи вольтметра, при котором стрелка отклоняется на всю шкалу, до значения

$$I'_и = I_и \left(1 + \frac{R_и}{R_{ш.м}}\right), \qquad (9\text{-}1)$$

где $R_{ш.м}$ — полное сопротивление шунта. Это приводит к уменьшению входного сопротивления вольтметра $R_в$. Для того чтобы это уменьшение не было велико, необходимо, чтобы полное сопротивление шунта было достаточно боль-

шим. Но при большой величине $R_{ш.м}$ может сильно возрасти падение напряжения на миллиамперметре. Поэтому практически сопротивление $R_{ш.м}$ берут в 2—5 раз бо́льшим сопротивления измерительного механизма $R_и$, что соответствует отношению токов $\frac{I'_и}{I_и} = 1,5 - 1,2$.

Если задаться предельным током $I'_и$, то необходимое сопротивление универсального шунта определится формулой

$$R_{ш.м} = R_и \frac{I_и}{I'_и - I_и}. \qquad (9\text{-}2)$$

Например, если для авометра, исходные данные которого были даны выше, выбрать $I'_и = 0,25$ *ма*, то получим:

$$R_{ш.м} = 700 \frac{0,2}{0,25 - 0,2} = 2\,800 \text{ ом}.$$

При отсутствии шунта входное сопротивление вольтметра, характеризуемое значением $\frac{1}{I_и}$, было бы равно 5 000 *ом/в*, наличие шунта уменьшает входное сопротивление до значения $\frac{1}{I'_и} = 4\,000$ *ом/в*.

При предельном измеряемом напряжении $U_п$ добавочные сопротивления вольтметра схемы рис. 9-2 выбираются по формуле

$$R_д = \frac{U_п}{I'_п} - R'_и, \qquad (9\text{-}3)$$

где

$$R'_и = \frac{R_и R_{ш.м}}{R_и + R_{ш.м}} \qquad (9\text{-}4)$$

есть общее сопротивление измерительного механизма и универсального шунта, равное в нашем случае 560 *ом*.

Постоянно включенный шунт полезен и в том отношении, что он ускоряет успокоение стрелки чувствительного измерительного механизма при измерениях, а также облегчает объединение схемы вольтмиллиамперметра постоянного тока со схемой омметра.

Схема омметра, рассчитанная на основе выбранных данных авометра, приведена на рис. 9-3. Для расширения

предела измерений в сторону малых сопротивлений омметр снабжен универсальным шунтом $R_{ш.м}$. В схеме авометра для этой цели можно использовать универсальный шунт схемы вольтмиллиамперметра рис. 9-2. Для согласования этих схем при расчете омметра сопротивление $R_{ш.м}$ взято равным его значению в схеме рис. 9-2. При одинаковых переходных коэффициентах миллиамперметра и омметра отводы от универсального шунта для обеих схем были бы общими; при различных переходных коэффициентах, как это имеет место в нашем случае, отводы не совпадают и число составляющих сопротивлений универсального шунта приходится увеличивать.

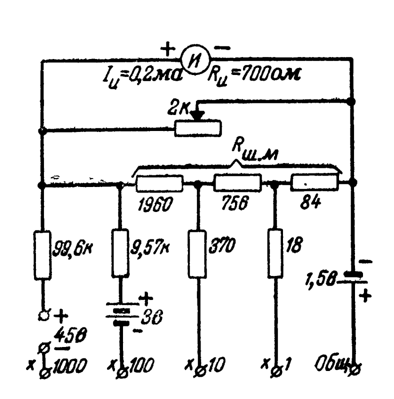


Рис. 9-3. Схема многопредельного омметра.

На схеме рис. 9-4 приведена наиболее простая схема авометра, рассчитанная на основе вышеприведенных данных. Для выбора пределов измерений здесь используется система гнезд (она может быть заменена односекционным переключателем). Вид измерений определяется двухсекционным переключателем $П$, имеющим три положения: «Ω», « = » и «~».

При измерении сопротивлений переключатель $П$ ставится в положение «Ω»; при этом параллельно измерительному механизму включается регулятор нуля, а в общем проводе — элемент питания. Второе положение «=» используется для измерения постоянных токов и напряжений. При установке переключателя в положение «~» производится измерение переменных напряжений. При этом образуется мостовая схема детекторного вольтметра, подобная приведенной на рис. 7-9,*б*, в которой для улучшения линейности шкалы в схеме моста два детектора заменены постоянными сопротивлениями. При необходимости измерения переменных токов между точками моста *а* и *б* включают второй универсальный шунт с отводами.

В некоторых случаях при конструировании авометра стремятся обойтись без переключателя вида работы. Для этого необходимо объединить схемы вольтметров постоян-

11*

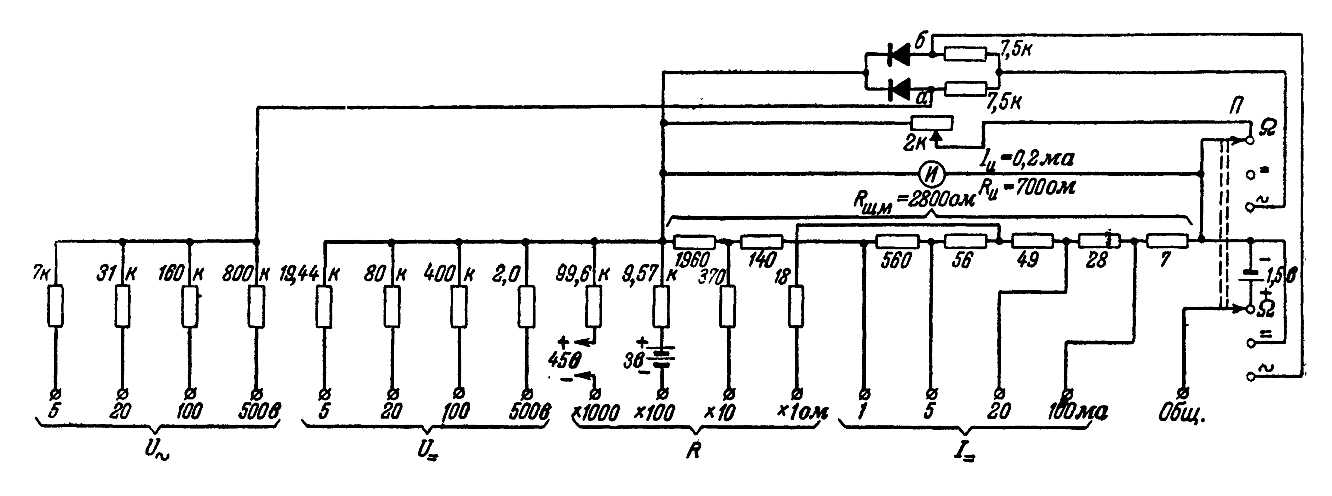


Рис. 9-4. Схема авометра с переключателем вида работы.

ного и переменного тока, избавиться от элемента питания омметра в общем проводе и обеспечить включение параллельно измерительному механизму при измерении сопротивлений регулятора нуля.

Детекторный вольтметр, работающий по однополупериодной схеме, может быть легко объединен с вольтметром постоянного тока в соответствии со схемой рис. 9-5. При измерении постоянных напряжений измеритель оказывается зашунтированным обратным сопротивлением двух последовательно включенных детекторов. При высококачественных детекторах сопротивление этого шунта весьма велико и мало влияет на градуировку шкалы. Однако при работе в условиях высоких температур, когда обратное сопротивление детекторов уменьшается, погрешность измерений может заметно возрасти.

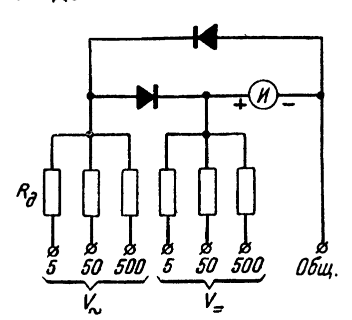


Рис. 9-5. Схема вольтметра постоянного и переменного тока.

На рис. 9-6 приведен возможный вариант схемы авометра, не имеющего переключателя видов работы. Здесь исключение элемента питания из общего провода достигается включением дополнительных элементов последовательно с добавочными сопротивлениями схемы омметра. Для включения регулятора нуля омметра используется специальное разрезное гнездо «Ω», которое является общим при измерении сопротивлений; второе общее гнездо «*VA*» используется при измерении постоянных и переменных токов и напряжений.

При конструировании авометра можно за счет некоторого уменьшения точности измерений объединить шкалы вольтметров и миллиамперметров постоянного и переменного тока при использовании одних и тех же добавочных сопротивлений и шунтов. Простейшая схема подобного рода показана на рис. 9-7. Измеряемые напряжения и токи, постоянные и переменные, подводятся к одним и тем же зажимам детекторного прибора, работающего по мостовой схеме. При одинаковых численных значениях двух измеряемых напряжений (токов): постоянного и действующего синусоидального, ток через измерительный механизм для первого будет на 10—20% больше, чем для второго. По-

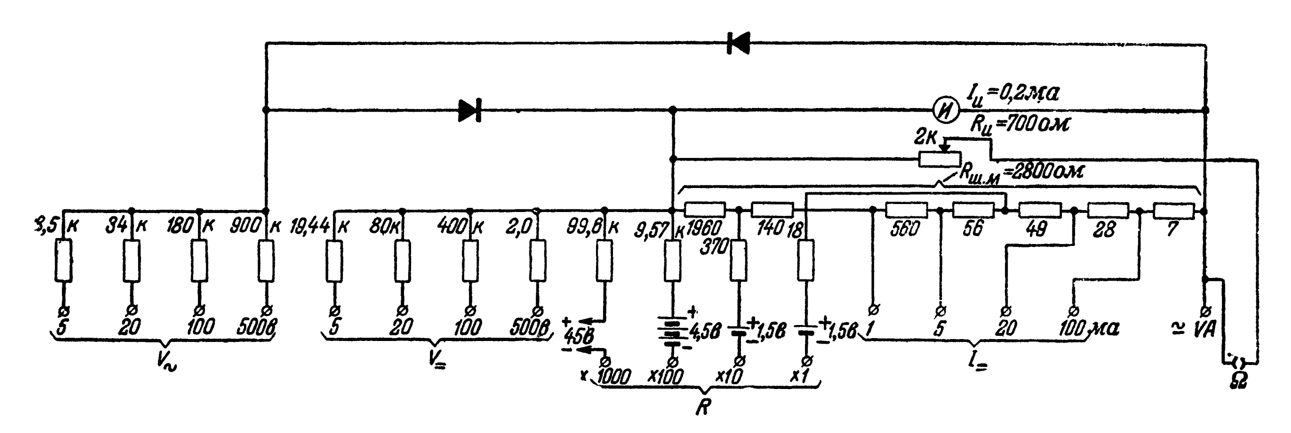


Рис. 9-6. Схема авометра, не имеющего переключателей.

этому для получения в обоих случаях одинакового отклонения стрелки измеритель при измерении постоянных напряжений и токов шунтируют сопротивлением

$$R \approx (8-9) R_u, \tag{9-5}$$

необходимая величина которого подбирается опытным путем.

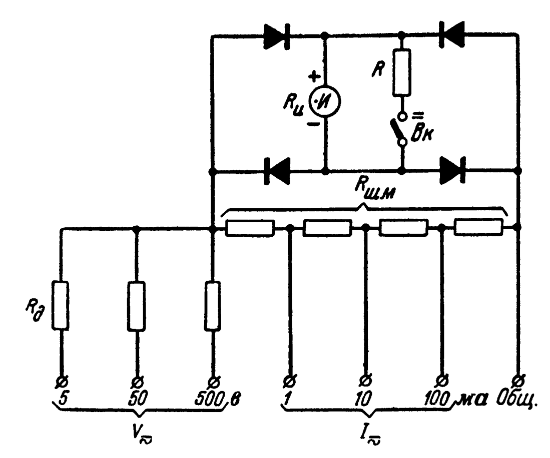


Рис. 9-7. Схема вольтмиллиамперметра постоянного и переменного тока с общей шкалой.

Схема рис. 9-7 дает достаточно точные результаты лишь при измерении относительно больших напряжений и токов, когда градуировка шкалы приближается к линейной.

9-5. Особенности конструктивного выполнения и регулировки авометров

Основные принципы управления и конструктивного оформления авометра определяются его принципиальной схемой. Примером могут служить приведенные на рис. 9-8 два варианта лицевой панели авометра, работающего по схеме рис. 9-4. Общими элементами обоих панелей являются измеритель, ручка регулятора нуля и ручка переключателя вида работы. Но в приборе рис. 9-8,*а* выбор пределов измерения производится с помощью переключателя на 16 положений, а измеряемые величины подводятся к общим входным зажимам; в авометре рис. 9-8,*б* для этих целей используются 17 гнезд, из которых одно гнездо является

общим при всех измерениях. Второй вариант прибора более прост и надежен в работе, но несколько уступает прибору первого варианта по удобству управления.

При отсутствии необходимого количества отдельных штепсельных гнезд можно использовать ламповые панельки. Две панельки октального типа содержат 16 гнезд.

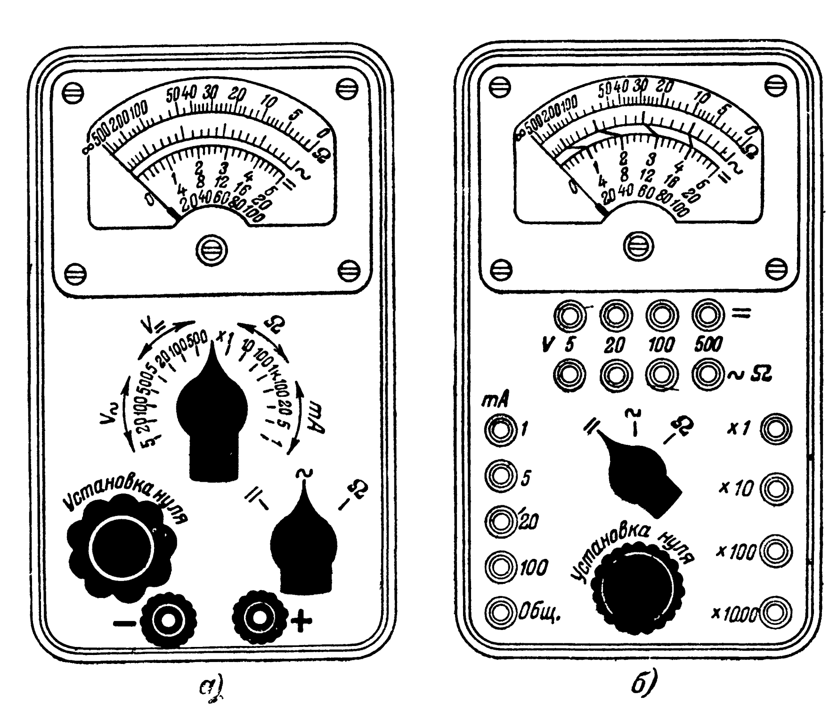


Рис. 9-8. Два варианта лицевой панели авометра.

Вместо 17-го общего гнезда удобнее поставить в стороне от ламповых панелек зажим, обеспечивающий устойчивый контакт с одним из измерительных шнуров. Недостатком применения ламповых панелек является скученность расположения измерительных гнезд.

Органы управления авометра следует размещать равномерно по всей площади лицевой панели и по возможности симметрично относительно вертикальной оси. Для упрощения пользования прибором органы управления размещают группами в соответствии с их назначением.

При монтаже детали авометра жестко закрепляют, чтобы исключить возможность их взаимного соприкосновения при кратковременных сильных ударах или длительных сотрясениях прибора. Все соединения должны быть надежны и выполнены изолированным проводом.

Для размещения элементов питания омметра в ящике авометра нужно предусмотреть специальный отсек, отделенный глухой перегородкой от остальной части прибора. Необходимо обратить серьезное внимание на создание хороших контактов с полюсами источников питания. Нарушение этих контактов часто является причиной плохой работы омметровой части авометра. Для подключения внешней высоковольтной батареи питания, если она требуется, на панели или боковой стенке авометра устанавливаются зажимы; при отсутствии зажимов внешнюю батарею включают последовательно с измеряемым сопротивлением при работе на соответствующем пределе омметра.

Надежность работы авометра существенно зависит от качества примененных в нем деталей. Авометр содержит большое количество сопротивлений, которые должны иметь определенные, устойчивые во времени и мало зависящие от условий эксплуатации электрические величины. Там, где возможно, следует применять проволочные манганиновые или константановые сопротивления, величину которых легко подгонять к требуемым значениям. Наиболее устойчивыми высокоомными сопротивлениями являются сопротивления типа ВС.

Регулировка авометра заключается в такой подгонке величин шунтирующих и добавочных сопротивлений, которая обеспечивает получение заданных пределов измерения. Прежде всего подгоняют те элементы, которые являются общими при различных видах измерений. В схеме на рис. 9-4 такими общими элементами служат сопротивления универсального шунта. Поэтому регулировку авометра начинают с регулировки схемы миллиамперметра. Затем подгоняют добавочные сопротивления вольтметров постояннного и переменного тока и омметра. Сопротивления универсального шунта, служащие для создания нужных отводов схемы омметра, в подгонке не нуждаются и берутся расчетной величины.

Градуировка отдельных схем измерения производится обычными методами. При выполнении шкал приходится учитывать, что переходный коэффициент N в схемах вольтметров и миллиамперметров непостоянен и имеет несколько

значений, например 2, 4, 5; в этом случае под или над делениями шкалы помещают несколько рядов чисел. Для отсчета используют тот ряд, наибольшее числовое значение которого равно предельному значению измеряемой величины или отличается от него в целое число раз, кратное 10. Например, при измерении постоянных напряжений на пределе 500 *в* цена делений шкалы с отметкой «=» определяется рядом чисел с максимальным значением 5, умножаемым на 100.

В общем случае шкала переменных напряжений «~» не совпадает со шкалой постоянных напряжений (токов) «=». Но при одинаковых предельных значениях обеих шкал равным численным значениям измеряемых переменных и постоянных величин соответствуют деления, смещенные друг относительно друга на небольшое расстояние. Это позволяет использовать одни и те же ряды чисел как для отсчета постоянных токов и напряжений по шкале «=», так и для отсчета переменных напряжений по шкале «~». Соответствующие деления обеих шкал иногда соединяют тонкими линиями, как это показано на рис. 9-8,*б*.

9-6. Эксплуатация авометров

Для соединения авометра с исследуемой цепью или деталью изготовляют два измерительных проводника длиной порядка 1 *м* из гибкого хорошо изолированного провода диаметром 1—2,5 *мм*. Желательно, чтобы изоляция проводников была различного цвета, например черная или синяя для проводника, подключаемого к общему зажиму или гнезду (общий минус авометра), и белая или красная для второго проводника. На одном конце соединительные проводники снабжаются наконечниками или однополюсными вилками для подключения к входным зажимам или гнездам авометра. Вторые концы проводников обычно заделывают в щупы, которые представляют собой заостренные на конце медные или латунные стержни диаметром до 5 *мм* и длиной до 15 *см*. Для удобства пользования щупами на стержни надевают эбонитовые или гетинаксовые втулки, а при отсутствии втулок — кембриковые трубки. Из одного конца втулки выходит изолированный проводник, а из второго — заостренный конец стержня длиной до 2 *см*. Наличие щупа защищает оператора от воздействия электрического тока при измерениях, а также позволяет установить контакт с удаленными точками исследуемой схемы

без опасности возникновения в схеме коротких замыканий. В ряде случаев очень удобно пользоваться съемными зажимами типа «крокодил», которые могут надеваться непосредственно на выступающие концы стержней щупов. Эти зажимы позволяют создать длительный и устойчивый контакт соединительных проводников с отдельными точками исследуемой схемы, высвобождая руки оператора для других действий.

При эксплуатации авометра необходимо предпринимать меры, предотвращающие возможность повреждения прибора и, в первую очередь, его основной части — измерительного механизма. Для этого перед началом измерений нужно всегда убедиться в правильности подключения измерительных проводников и установки переключателей. При измерении напряжений и токов первоначально устанавливают наибольший предел измерений, а затем постепенно переходят к нужному пределу. При измеряемых токах, превышающих 50—100 *ма*, следует избегать переключения пределов под током во избежание обгорания контактов переключателей или гнезд. Измерение сопротивлений можно проводить лишь в обесточенных цепях. В некоторых приборах последовательно с измерительным механизмом включают плавкий предохранитель на несколько миллиампер; иногда при измерении токов измерительный механизм включают в схему измерений нажатием кнопки. Нужно всегда помнить, что при выходе измерительного механизма из строя авометр трудно восстановить, если не удастся подобрать другой измерительный механизм, однотипный поврежденному.

При измерениях в высоковольтных цепях радиоустройств должны соблюдаться правила техники безопасности. Нельзя касаться руками или телом металлических частей испытуемой установки или подключенных к ней проводов и приборов. Под ногами оператора желательно иметь резиновый коврик, который успешно может быть заменен сухими калошами. При необходимости прикосновения к органам управления высоковольтной установки или присоединения к ней измерительных приборов нужно надевать на руки резиновые перчатки. Измерение в цепях с напряжением свыше 300 *в* резрешается производить лишь в присутствии второго лица.

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

ИСПЫТАНИЕ РАДИОЛАМП

10-1. Общие сведения

Практикой установлено, что в 70—80% всех случаев выхода радиоаппаратуры из строя причиной являются неисправности радиоламп. Поэтому при налаживании, испытании или ремонте радиоаппаратуры необходимо прежде всего убедиться в исправности радиоламп, в соответствии их качественных показателей типовым параметрам. Выполнение этой задачи облегчается тем, что радиолампы конструктивно оформляются в виде сменных деталей, легко доступных осмотру, проверке и замене.

Простейшим способом проверки радиоламп в неисправной аппаратуре является их последовательная замена заведомо хорошими лампами запасного комплекта. Такая проверка окажется эффективной лишь при отсутствии в исследуемой установке серьезных дефектов, нарушающих ее действие.

Радиолампы могут проверяться посредством замены ими однотипных ламп в действующей радиоаппаратуре. Однако возможен случай, когда лампа, негодная для одной радиоустановки, окажется вполне работоспособной для другой.

В радиотехнической практике находят применение различные схемы испытания радиоламп. Иногда такие схемы являются составной частью комбинированных измерительных приборов, в частности авометров. Чаще испытание ламп производят специальными приборами, простейшие из которых предназначены для элементарной проверки работоспособности ламп, а более сложные — для снятия их качественных показателей.

Основными испытаниями, позволяющими судить о работоспособности лампы, являются:

1) проверка целости нити накала;

2) испытание на отсутствие коротких замыканий между электродами;

3) испытание на отсутствие обрывов между электродами и их выводными штырьками;

4) проверка эмиссионной способности катодов.

К более сложным испытаниям качественного характера относятся:

1) измерение величины анодного тока при типовом режиме работы;

2) измерение крутизны сеточной характеристики при типовом режиме работы;

3) проверка качества вакуума внутри баллона лампы;

4) проверка отсутствия в лампе плохих контактов.

Для полного суждения о качестве радиолампы необходимо снять семейство ее анодно-сеточных или анодных характеристик при различных напряжениях на электродах. Подобные испытания обычно проводят лишь в лабораториях и учебных заведениях с научной или учебной целью, так как процесс снятия характеристик лампы требует затраты значительного времени и создания специальной часто весьма громоздкой схемы, которая к тому же для различных типов ламп должна видоизменяться. В практических условиях иногда оказывается удобней непосредственное воспроизведение характеристик радиолампы на экране электронного осциллографа, для чего последний снабжается несложной приставкой.

При необходимости измерения сопротивления изоляции между электродами лампы и междуэлектродных емкостей пользуются приборами и установками, рассмотренными в § 4-10 и 14-9.

10-2. Проверка целости нити накала радиоламп

Проверка целости нити накала может быть произведена с помощью любого пробника или омметра, желательно низкоомного. Для удобства проверки на лицевой панели испытательного прибора можно установить одну или несколько ламповых панелек (наиболее распространенных типов ламп) гнезда которых, связанные с выводами нити накала, соединяют проводниками с входом прибора.

При проверке нити накала омметром следует учитывать, что сопротивление холодной нити, показываемое омметром, может быть в несколько раз меньше сопротивления нити в рабочем состоянии, расчетная величина которого определяется формулой

$$R_н = \frac{U_н}{I_н},$$

где $U_н$ и $I_н$ — соответственно типовые напряжение и ток накала проверяемой нити. Например, для многих приемно-усилительных радиоламп $U_н = 6,3$ *в*, $I_н = 0,3$ *а*, а $R_н = \frac{6,3}{0,3} = 21$ *ом*. При измерении сопротивления холодной нити омметром оно оказывается порядка 5 *ом*.

Наиболее точные результаты могут быть получены при измерении сопротивления нити накала в рабочем состоянии лампы методом вольтметра-амперметра (см. § 4-5).

10-3. Испытание радиоламп на отсутствие коротких замыканий между электродами

Испытание радиоламп на отсутствие коротких замыканий между электродами может быть произведено с помощью пробника или омметра последовательной проверкой сопротивления между каждой парой выводных штырьков лампы. При большом числе проверяемых ламп такое измерение оказывается весьма длительным. Так, например, для лампы типа 6К7, на цоколе и баллоне которой имеются вы-

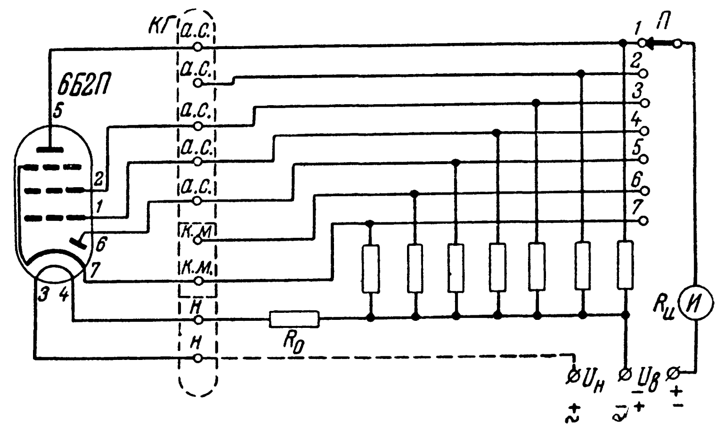


Рис. 10-1. Схема испытания радиоламп на отсутствие коротких замыканий между электродами.

воды, соединенные с нитью накала, металлическим баллоном, катодом, тремя сетками и анодом, при испытании на короткое замыкание необходимо произвести 21 измерение. Для ускорения процесса испытания применяют специальные схемы.

Простейшая схема испытания приведена на рис. 10-1. В этой схеме колодка *КГ* с девятью гнездами, соединенная с гнездами ламповых панелек, служит для подключения испытуемой радиолампы. К гнездам *а. с* присоединяются выводы анодов и сеток, к гнездам *к. м* — выводы катодов и штырька металлизации или экранировки, к гнездам *н* — выводы нити накала.

Все электроды и штырек металлизации лампы через сопротивления одинаковой величины R_o соединены с одним полюсом источника напряжения $U_в$. Второй полюс источника через индикатор магнитоэлектрической системы *И* связан с ползунком переключателя электродов *П*, контакты которого соединены непосредственно со всеми выводами лампы, кроме нити накала. Очевидно, что в любом положении переключателя *П* через индикатор *И* будет протекать начальный ток, ограничиваемый одним из сопротивлений R_o.

Величину каждого сопротивления берут такой, чтобы начальный ток не превышал половины тока полного отклонения индикатора $I_и$; последнее будет иметь место при условии

$$R_o \geqslant \frac{U_в}{0{,}5I_и} - R_и \approx \frac{2U_в}{I_и}, \qquad (10\text{-}1)$$

где $R_и$ — внутреннее сопротивление индикатора, которым обычно можно пренебречь.

В начале испытания замечают показания индикатора при свободной ламповой панельке. Затем в панельку вставляют испытуемую лампу и поочередно устанавливают переключатель *П* во все положения *1-7*. При наличии короткого замыкания между электродами в соответствующих им положениях переключателя *П* ток через индикатор будет возрастать примерно вдвое вследствие того, что через короткозамкнутые электроды в цепь питания окажутся включенными параллельно два сопротивления R_o, общее сопротивление которых равно $0{,}5R_o$. Так как нить накала не имеет прямого соединения с переключателем *П*, при ее замыкании с каким-либо электродом возрастание тока наблюдается лишь в одном положении переключателя.

Если источник напряжения $U_в$ соединен отрицательным полюсом с нитью накала, то испытание на короткое замыкание должно проводиться без подачи на лампу напряжения накала; при включенном накале ток в цепи индикатора может возрасти также и при исправной лампе за счет эмиссии электронов катодом, так как испытуемые электроды будут иметь по отношению к катоду положительный потенциал.

В некоторых случаях выключение накала при испытании ламп на короткое замыкание нежелательно, так как другие испытания ламп (на обрыв, эмиссию и т. п.) требуют включенного накала. Поэтому если испытание лампы на короткое замыкание требуется производить без выключения на-

кала, то следует положительный полюс источника напряжения $U_в$ соединить с нитью накала, а отрицательный полюс подавать на испытуемые электроды.

Величина напряжения $U_в$ источника, питающего схему испытания, для работы последней совершенно несущественна, так же как и данные индикатора. Следует лишь помнить, что при питании схемы от сухих или аккумуляторных элементов применение малочувствительных индикаторов приводит к возрастанию разрядного тока, что нежелательно.

Задача 10-1. Для схемы рис. 10-1 определить допустимые значения сопротивлений R_0, если в качестве источника питания применена сухая батарея КБС, напряжение на зажимах которой $U_в = 4{,}5$ *в*, а индикатором служит миллиамперметр типа М4, имеющий данные

$$I_и = 1 \text{ ма}, \; R_и = 75 \text{ ом}.$$

Ответ: $R_0 \geqslant 9$ *ком*.

10-4. Испытание радиоламп на отсутствие обрывов между электродами и их выводными штырьками

Испытание радиолампы «на обрыв» производят проверкой наличия в цепях всех ее сеток и анодов токов, создаваемых за счет электронной эмиссии катода при подаче на эти электроды положительного по отношению к катоду напряжения. При обрыве ток в цепи испытуемого электрода отсутствует. Так как цепь тока может создаться и вследствие коротких замыканий в лампе, испытание на короткое замыкание должно предшествовать испытанию на обрыв.

Простейшая схема испытания радиоламп на обрыв представлена на рис. 10-2.

Испытание производится при подаче на лампу напряжения накала $U_н$ и подключения одного конца нити накала, катода и штырька металлизации к минусовому зажиму источника напряжения $U_в$. Все остальные электроды лампы присоединены к плюсовому зажиму источника напряжения $U_в$ через индивидуальные шунты $R_ш$ и общее ограничительное сопротивление $R_о$. С помощью переключателя электродов *П* индикатор *И* поочередно включают в цепи всех электродов параллельно шунтам $R_ш$. Так как все промежуточные электроды, расположенные между испытуемым электродом и катодом, находятся под положительным потенциалом, то создаваемые ими электрические поля будут ускорять движение электронов. При от-

сутствии обрыва часть электронного потока замкнется через испытуемый электрод, что вызовет отклонение стрелки индикатора.

Следует отметить, что если имеется обрыв в цепи одного из промежуточных электродов, то попадающие на этот электрод электроны зарядят его отрицательно. Это может привести к значительному уменьшению или даже полному исчезновению тока в цепи исправного электрода. Следовательно, для выявления неисправного электрода испытание радиоламп на обрыв следует проводить в такой последовательности: от электрода, ближайшего к катоду, к более удаленным электродам. При обрыве в цепи катода или накала ток будет отсутствовать в цепи всех электродов.

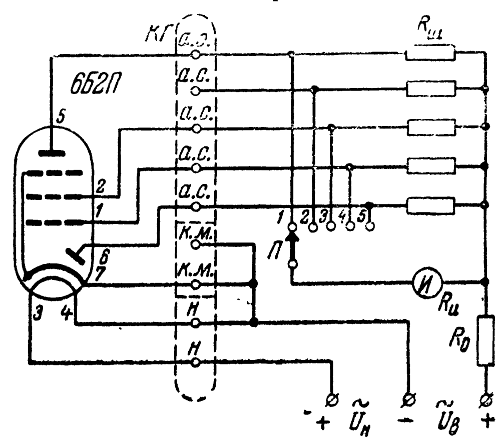


Рис. 10-2. Схема испытания радиоламп на отсутствие обрывов между электродами и их выводными штырьками.

Сопротивление R_o выбирают таким, чтобы при коротком замыкании испытуемого электрода с катодом ток через индикатор был в пределах (0,5—1) I_u; это будет иметь место при

$$R_o = (1 - 2)\frac{U_в}{I_u}. \quad (10\text{-}2)$$

Сопротивление шунта выбирают из условия

$$R_ш = (1 \div 2) R_o, \quad (10\text{-}3)$$

что позволяет уменьшить ток, расходуемый от источника питания, при сохранении достаточного положительного по-

тенциала на промежуточных электродах.

Рассмотренная схема может работать при питании ее от источников как постоянного, так и переменного напряжения. В последнем случае вследствие детекторных свойств лампы в цепи испытуемого электрода при ее исправности будет протекать выпрямленный пульсирующий ток, постоянная составляющая которого вызовет отклонение стрелки индикатора.

Задача 10-2. Для схемы рис. 10-2 выбрать сопротивления R_o и $R_ш$, если напряжение питания $U_в = 20$ *в*, а индикатор имеет данные

$$I_и = 1 \text{ ма}, \; R_и = 75 \text{ ом}.$$

Ответ. $R_o = 30$ *ком*, $R_ш = 50$ *ком*.

10-5. Проверка эмиссионной способности катодов радиоламп

Ток эмиссии является одной из важнейших величин, характеризующих работоспособность лампы, пригодность ее к эксплуатации.

Ток эмиссии представляет собой общий ток, создаваемый всем электронным потоком, который излучается нагретым катодом. Для каждого типа лампы этот ток должен быть не меньше определенного значения, указываемого в паспорте лампы.

Испытание радиоламп «на эмиссию» производится по схеме рис. 10-3. Анод и сетки лампы, соединенные вместе, через миллиамперметр или непосредственно (в этом случае миллиамперметр включается в цепь катода) соединяются с плюсовым зажимом источника напряжения $U_в$; миллиамперметр будет показывать суммарный ток, протекающий в цепи анода и всех сеток лампы.

Испытываемая на эмиссию лампа должна быть предварительно проверена на отсутствие в ней коротких замыканий. В противном случае короткое замыкание одной из сеток или анода с нитью накала, катодом или металлическим баллоном при испытании лампы на эмиссию вызовет сильное возрастание тока в цепи, способное повредить миллиамперметр.

При проверке ламп на короткое замыкание и на обрыв величина питающего схему напряжения $U_в$ была несущественна, так как испытание сводилось к определению факта наличия или отсутствия тока в цепи индикатора. При испытании лампы на эмиссию напряжения питания должны

быть строго определенной величины вследствие зависимости тока эмиссии от режима работы лампы.

Эмиссия электронов зависит главным образом от температуры катода, возрастая с ее увеличением. Поэтому испытание следует производить при нормальном для данного типа ламп напряжении накала $U_н$.

Для получения точных результатов на анод и соединенные с ним электроды должен подаваться достаточно большой положительный потенциал, обеспечивающий захватывание почти всех электронов, излучаемых катодом. Величи-

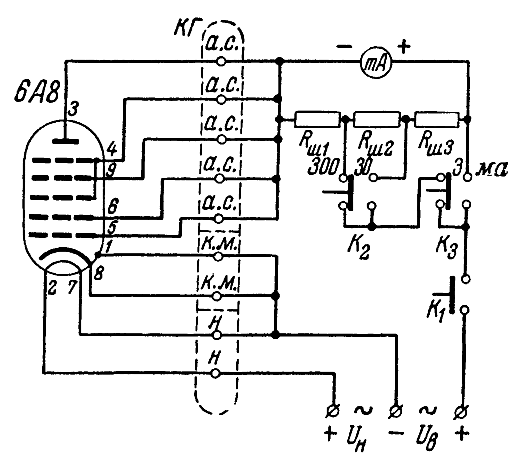


Рис. 10-3. Схема измерения тока эмиссии радиоламп.

на необходимого для этой цели напряжения зависит главным образом от расстояния между катодом и ближайшим к нему электродом и для различных типов ламп обычно лежит в пределах 20—50 *в*. Поэтому желательно напряжение $U_в$ брать порядка 50 *в*, при котором показания миллиамперметра для большинства радиоламп будут близки к истинному значению тока эмиссии. Если испытания проводятся при меньшем напряжении $U_в$, то для некоторых типов ламп показания миллиамперметра могут оказаться заниженными. В этом случае следует на основе испытания нескольких заведомо исправных ламп каждого типа составить таблицу допустимых значений суммарного тока при данном напряжении $U_в$.

Для ламп многих типов, в особенности с оксидными катодами, при данном напряжении накала ток эмиссии не является величиной постоянной; он возрастает с повышени-

ем анодного напряжения вследствие вырывания электронов из катода электрическим полем и дополнительного разогрева катода эмиссионным током. Для таких ламп результаты измерения тока эмиссии следует обязательно связывать с величиной испытательного напряжения $U_в$, при котором они снимались.

Для различных типов приемно-усилительных радиоламп допустимое значение тока эмиссии лежит в пределах от 0,5 до 275 *ма*. Поэтому для обеспечения безопасности измерительного прибора и повышения точности измерений миллиамперметр должен иметь несколько пределов измерений по току, например пределы 3, 30 и 300 *ма*. Расширение пределов измерения наиболее удобно производить с помощью универсального шунта (§ 2-3). Изменение пределов может осуществляться при помощи кнопок, как показано на рис. 10-3, или переключателем. В исходном положении миллиамперметр должен быть всегда включен на наибольший предел измерения тока, а затем, если ток эмиссии мал, он переключается на меньший предел измерений. Применение кнопочных переключателей предпочтительнее, так как в этом случае обеспечивается автоматическая установка прибора на исходный предел измерения.

Следует также учитывать, что значительная часть общего тока эмиссии замыкается через первую, ближайшую к катоду сетку, вызывая ее нагрев, что в свою очередь способствует повышению в процессе измерения температуры катода. Поэтому для предохранения катода испытуемой лампы от потери эмиссии или разрушения вследствие перегрева испытание на эмиссию следует производить возможно быстрее; кроме того, для многих типов ламп величину испытательного напряжения $U_в$ приходится ограничивать значением 20—30 *в*. С целью уменьшения опасности повреждения лампы рекомендуется в цепь напряжения $U_в$ включить кнопку K_1, при кратковременном нажатии которой производить отсчет тока эмиссии.

Испытание радиоламп на эмиссию может производиться при питании схемы от источников переменного тока. В этом случае электронный поток, испускаемый катодом, будет захватываться электродами лишь в положительные полупериоды питающего напряжения. В общей цепи будет протекать пульсирующий ток, постоянная составляющая которого, измеряемая миллиамперметром, составит примерно 30% от тока эмиссии лампы. От переменных составляющих пульсирующего тока миллиамперметр шунтируют конденса-

тором емкостью порядка 1 *мкф*. Для определения действительного тока эмиссии производится соответствующая градуировка шкалы миллиамперметра.

Упрощенная проверка эмиссионной способности катода может быть проведена с помощью любого омметра постоянного тока по схеме рис. 10-4. На испытуемую лампу подается нормальное напряжение накала. Омметр после предварительной установки нуля подключается своим отрицательным зажимом к плюсу батареи накала, а положительным зажимом — к электроду, ближайшему к катоду (полярность зажимов омметра можно определить заранее вольтметром постоянного тока). В лампах с косвенным накалом катод присоединяют к минусу батареи накала; такое включение увеличивает напряжение, приложенное к лампе. Об эмиссионной способности катода судят по отклонению стрелки омметра. Так как напряжение питания омметра обычно не превышает нескольких вольт, ток в лампе будет далек от значения тока эмиссии. Поэтому потребуется составить таблицу допустимых показаний омметра (в единицах сопротивлений) при испытании различных типов радиоламп. Эта таблица будет справедлива лишь для того предела измерений омметра, при котором она составлялась. При работе с многопредельными омметрами желательно составить такую таблицу для нескольких пределов измерений, чтобы расширить возможности испытания омметром радиолами, имеющих как малые, так и большие токи эмиссии.

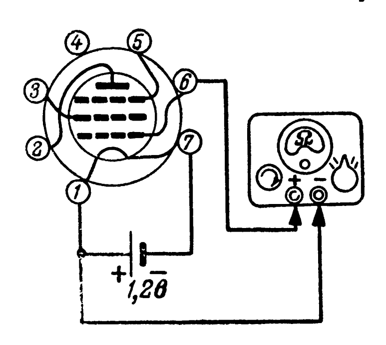


Рис. 10-4. Проверка омметром эмиссионной способности катода.

По схеме рис. 10-4 можно испытывать радиолампы, применяя вместо омметра любой вольтметр постоянного тока, включенный последовательно с источником питания с напряжением, близким к предельному значению шкалы вольтметра.

10-6. Простейшие испытатели радиоламп

В простейших испытателях радиоламп предусматриваются испытания ламп на отсутствие в цепи их электродов

коротких замыканий и обрывов и проверка величины тока эмиссии. Специальная проверка целости нити накала обычно не производится, так как разрыв ее цепи легко выявляется при испытании лампы на обрыв.

Схема простейшего испытателя представляет собой комбинацию отдельных схем испытания, подобных рассмотренным в § 10-3, 10-4 и 10-5. При всех видах испытаний используется ряд общих деталей, к числу которых относятся миллиамперметр, переключатели электродов, элементы цепей питания.

Испытатель радиоламп должен позволять испытывать как простые, так и комбинированные лампы. Комбинированные лампы обычно имеют общую нить накала; катоды отдельных частей лампы могут иметь один общий вывод или раздельные выводы.

Испытание комбинированных ламп имеет свои особенности, которые должны быть учтены при разработке схемы испытателя:

1) если лампа имеет раздельные катоды, то при ее испытании на обрыв и на эмиссию оба катода, так же как и штырек металлизации, должны присоединяться к минусовому зажиму источника питания;

2) испытание на эмиссию должно проводиться раздельно для каждой части лампы; это необходимо для выявления эмиссионной способности каждого катода лампы.

На рис. 10-5 представлена схема испытателя, разработанная на основе схем рис. 10-1, 10-2 и 10-3. Испытатель содержит два переключателя — переключатель электродов $П_1$ на восемь положений и двухсекционный переключатель вида работы $П_2$ на три положения: *К*, *О* и *Э* (короткое, обрыв и эмиссия). Колодка *КГ* с одиннадцатью гнездами служит для подключения испытуемых ламп к схеме прибора. Три гнезда *км* позволяют включать в схему испытания комбинированные лампы, имеющие два раздельных вывода от катодов и вывод от металлизации или экранировки (например, двойной триод типа 6Н1П). Три гнезда *н* позволяют испытывать лампы с тремя выводами от нити накала при различных вариантах включения нити.

При установке переключателя $П_2$ в положение *К* образуется схема испытания на короткое замыкание между электродами, подобная схеме рис. 10-1. Поочередно устанавливая переключатель электродов $П_1$ во все положения, по возрастанию показаний миллиамперметра можно обнаружить короткозамкнутые электроды. При этом испыта-

нии нить накала должна быть соединена с минусом источника испытательного напряжения $U_в$ через сопротивление R_o, поэтому источники напряжений $U_н$ и $U_в$ не могут иметь общей точки.

В положении *О* переключателя $П_2$ наличие обрыва в цепи какого-либо электрода определяется по аналогии со схемой рис. 10-2. В цепи испытуемого электрода миллиамперметр подключается параллельно сопротивлению R_o, имеющему сравнительно большую величину и поэтому мало его

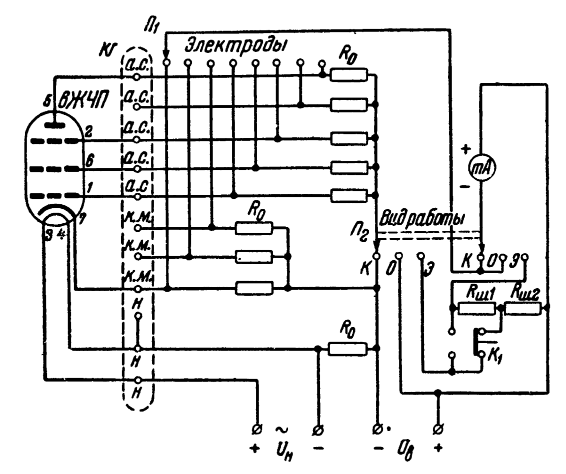


Рис. 10-5. Схема испытателя радиоламп с переключателями электродов и вида работы.

шунтирующему. При этом испытании ток через миллиамперметр ограничивается другим сопротивлением R_o в цепи катода.

При испытании лампы на эмиссию через миллиамперметр и его шунты протекает суммарный ток всех анодных и сеточных цепей лампы. При этом показания миллиамперметра будут значительно меньше действительного тока эмиссии, так как в цепи всех электродов остаются включенными сопротивления R_o. Для определения годности ламп следует на основе опытных данных составить таблицу допустимых показаний миллиамперметра для различных типов ламп.

Недостатком рассмотренной схемы является то, что в ней не предусмотрено возможности испытания на эмиссию отдельных частей комбинированных ламп. Этот недостаток

может быть устранен, если в проводах, соединяющих испытуемую лампу с прибором, установить кнопки или выключатели, позволяющие исключать из схемы испытания отдельные электроды лампы.

На рис. 10-6 приведена в несколько видоизмененном варианте схема простого испытателя радиоламп, предложенная радиолюбителем А. В. Беляевым. Питание схемы производится от источников переменного напряжения. В цепи всех электродов лампы (6Н2П) поставлены нормально

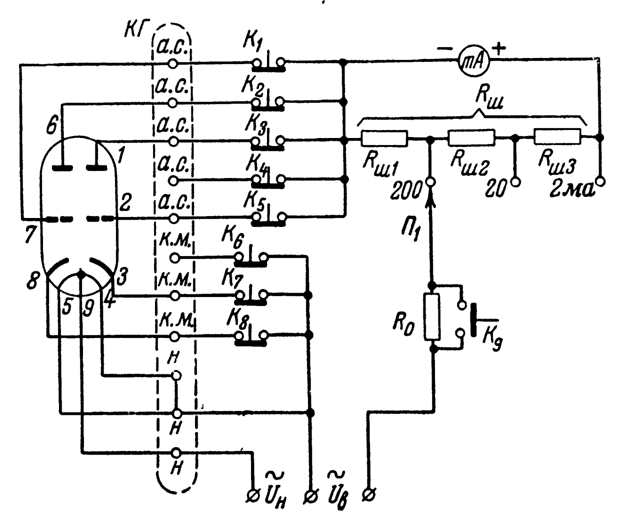


Рис. 10-6. Схема испытателя ламп с системой кнопочных выключателей в цепи электродов.

замкнутые кнопки K_1—K_8, через которые выводы катодов и металлизации соединены с общим зажимом питания, а выводы анодов и сеток — с миллиамперметром в цепи высокого напряжения $U_в$.

В исходном состоянии (при отжатых кнопках K_1—K_8) миллиамперметр прибора позволяет измерять ток эмиссии простых ламп. Для ограничения тока в цепи высокого напряжения $U_в$ служит сопротивление R_0, которое в момент измерения тока эмиссии замыкают накоротко нажатием кнопки K_9.

Показания миллиамперметра будут отсутствовать при полной потере катодом эмиссии и при обрыве в цепи накала или катода. Если анод или одна из сеток лампы замкнуты с катодом, с нитью накала или металлическим баллоном, то

через миллиамперметр прибора будет проходить переменный ток, который вызовет вибрацию его стрелки около нулевого положения. Пониженные показания миллиамперметра относительно допустимых значений тока, указанных в составляемой к прибору таблице, будут иметь место при частичной потере катодом эмиссионной способности, а также при обрыве в цепи анода или сеток. Однако и при нормальных показаниях миллиамперметра испытуемая лампа может иметь дефекты, делающие ее неработоспособной (например, короткое замыкание между анодом и сеткой или между сетками).

Для определения неисправностей лампы нажимают поочередно кнопки, соединенные с ее электродами. Если при нажатии кнопки катода показания миллиамперметра не исчезают, то катод замкнут с нитью накала или металлическим баллоном; при одновременном нажатии кнопок короткозамкнутых электродов стрелка миллиамперметра вернется к нулю.

При отсутствии в лампе дефектов разрыв цепи отдельных электродов при нажатии кнопок K_1—K_5 должен вызывать уменьшение показаний миллиамперметра. Если последние не изменяются, то испытуемый электрод либо имеет обрыв в цепи, либо он замкнут с другим электродом. Второй короткозамкнутый электрод обнаруживается таким же образом по неизменности показаний миллиамперметра при нажатии соответствующей ему кнопки. При одновременном нажатии кнопок обоих короткозамкнутых электродов показания миллиамперметра должны уменьшиться. Если второй короткозамкнутый электрод не обнаружен, то в цепи испытуемого электрода имеется обрыв.

При проверке на короткое замыкание и обрыв комбинированных ламп порядок испытания тот же. Следует лишь учесть, что если лампа имеет раздельные катоды, то при поочередном нажатии соответствующих им кнопок показания миллиамперметра должны не исчезать, а лишь уменьшаться. При этом миллиамперметр будет измерять (при нажатой кнопке K_9) ток эмиссии включенной части лампы. Если же лампа имеет общий вывод от катодов, то исключение отдельных электродов из схемы испытания на эмиссию осуществляется одновременным нажатием соответствующих этим электродам кнопок. С этой точки зрения удобнее применить вместо кнопок K_1—K_5 обычные выключатели.

При питании испытателя радиоламп от источников постоянного тока регулировку необходимых напряжений пита-

ния осуществляют при помощи реостата, включаемого последовательно в цепь накала, и потенциометра, включаемого параллельно источнику испытательного напряжения. Для контроля напряжений питания в качестве вольтметра обычно используют миллиамперметр прибора, который через добавочное сопротивление подключают к требуемой цепи. Предохранение схемы прибора и источников от коротких замыканий, могущих возникнуть при неисправностях испытуемой лампы или вследствие ее неправильного подключения, достигается включением в цепи питания предохранителей.

Для питания цепей накала различных типов современных приемо-усилительных и маломощных генераторных радиоламп источник питания должен обеспечивать, по крайней мере, следующие напряжения: 0,7; 1,2; 1,6; 2; 2,4; 4; 5; 6,3; 10; 13; 20; 25; 30 *в*. Получение всех необходимых напряжений легко достигается при питании испытателя от сети переменного тока через силовой трансформатор, имеющий секционированную вторичную обмотку. При этом приходится учитывать возможность значительных колебаний напряжения сети. Для обеспечения постоянства питающих прибор напряжений желательно применение в схеме питания феррорезонансных, электронных или газовых стабилизаторов. Если же прибор не содержит стабилизатора, то для получения правильных результатов производят ручную регулировку напряжений питания с помощью автотрансформатора или реостата, включаемого в первичную обмотку силового трансформатора при обязательном контроле напряжения на одной из вторичных обмоток вольтметром переменного тока.

Следует помнить, что регулировка режима питания должна производиться при включенной нагрузке. Поэтому при использовании миллиамперметра прибора в схеме вольтметра нагрузка должна оставаться подключенной к зажимам питания через шунты.

Задача 10-3. Для схемы рис. 10-6 произвести расчет сопротивлений R_o, $R_{ш1}$, $R_{ш2}$ и $R_{ш3}$, исходя из следующих условий:

1) питание прибора производится от сети переменного тока; действующее значение высокого напряжения $U_в = 100$ *в*;

2) микроамперметр типа М49, имеющий данные: $I_и = 0{,}2$ *ма*, $R_и = 700$ *ом*, с помощью шунтов должен иметь три предела измерения: 2, 20 и 200 *ма*.

Ответ: $R_o = 23 - 45$ *ком*, $R_{ш1} = 0{,}78$ *ом*, $R_{ш2} = 7$ *ом*, $R_{ш3} = 70$ *ом*.

10-7. Коммутация электродов испытуемых радиоламп

Присоединение испытуемой лампы к схеме испытателя производится через соответствующую ее цоколевке ламповую панельку. При этом, как было указано выше, отдельные группы электродов *н*, *к.м* и *а.с* должны подключаться к определенным цепям прибора.

В настоящее время выпускаются лампы, имеющие октальную цоколевку, пальчиковые лампы с семью штырьками и девятью штырьками, лампы с замковым цоколем, металло-керамические лампы, миниатюрные бесцокольные лампы, лампы типа «жолудь» и т. д., причем у многих типов ламп одинаковой цоколевки назначение одних и тех же выводных штырьков часто оказывается совершенно различным.

Испытатели радиоламп должны позволять испытывать все основные типы ламп, применяемые в приемно-усилительных и маломощных передающих радиоустройствах. В соответствии с этим схема коммутации испытателя должна создавать возможность испытания радиоламп при любых возможных вариантах их цоколевки.

Указанному выше требованию в полной мере соответствует схема *шнуровой коммутации электродов,* приведенная на рис. 10-7. Эта схема является составной частью испытателя радиоламп, работающего, например, по схеме рис. 10-5 или 10-6. Схема содержит колодку *КЗ* и шесть ламповых панелек, служащих для подключения: $Л_1$ — ламп с октальным (восьмиштырьковым) цоколем, $Л_2$ — ламп старых выпусков с четырехштырьковым или пятиштырьковым цоколем, $Л_3$ — пальчиковых ламп с семью штырьками, $Л_4$ — пальчиковых ламп с девятью штырьками, $Л_5$ — ламп типа «жолудь», $Л_6$ — ламп с замковым цоколем. При наличии ламп другого конструктивного оформления могут быть введены в схему соответствующие им панельки и, наоборот, ненужные панельки могут быть исключены.

Колодка *КЗ* снабжена девятью зажимами, которые соединены с гнездами всех ламповых панелек различных конструкций в определенном порядке, соответствующем их общепринятой нумерации. При наличии вывода на баллоне лампы последний соединяют посредством шнура и специального гнезда с зажимом *9*. К каждому зажиму колодки *КЗ* подключен шнур с одиночной вилкой на конце. Эти вилки помещаются над панелью прибора, соединяясь с зажимами колодки *КЗ*, расположенной внутри корпуса, через отверстия в панели.

На панели прибора расположена вторая колодка *КГ*, которую мы уже встречали в схеме испытателей рис. 10-5 и 10-6. Колодка *КГ*, соединенная со схемой испытателя, имеет 11 гнезд, которые предназначены для включения вилок шнуров колодки *КЗ*. Порядок включения вилок определяется назначением соответствующих им выводных штырьков испытуемой лампы. Нить накала лампы присоединяется к нижним гнездам колодки *КГ*. Если у нити накала выве-

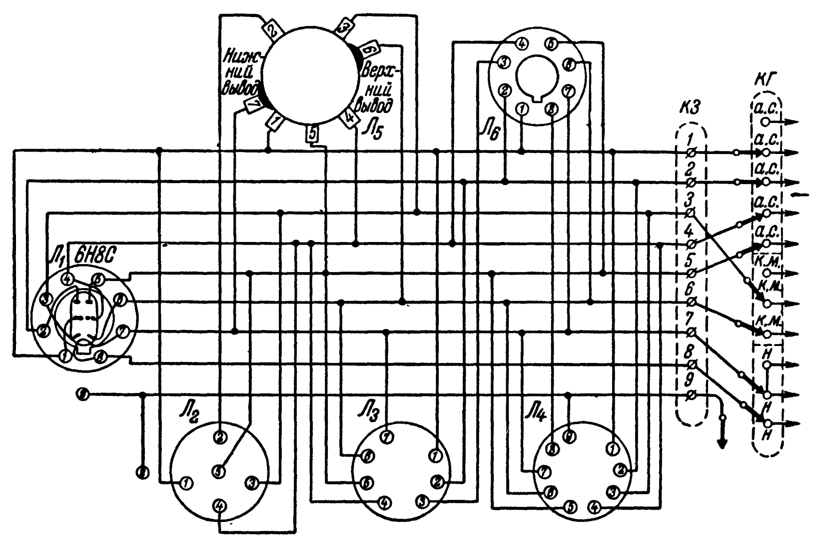


Рис. 10-7. Схема шнуровой коммутации электродов с применением системы ламповых панелек.

дена средняя точка (это имеет место в лампах типа 2П1П, 6Н2П, 4П1Л), то для испытания лампы при параллельном включении обеих половинок нити ее средняя точка подключается к нижнему гнезду, а два крайних конца нити — к двум следующим гнездам, соединенным между собой.

В качестве примера на рис. 10-7 показана схема коммутации шнуров для случая испытания лампы 6Н8С.

Достоинством рассмотренной схемы, помимо ее универсальности, является то, что она при испытании на эмиссию комбинированных ламп позволяет легко исключать из схемы испытания отдельные электроды лампы; это производится выключением соответствующих вилок из гнезд колодки *КГ*.

При использовании в испытателе шнуровой системы коммутации оператор должен ясно представлять себе цоколевку

испытуемого типа лампы. Это позволит ему быстро произвести правильную коммутацию электродов и сознательно управлять кнопками и переключателями испытателя ламп.

На рис. 10-8 показан вариант рассмотренной выше схемы, позволяющий сократить размеры испытателя установкой на его панели всего лишь одной ламповой панельки, например октального типа. Лампы другого конструктивного оформления подключают к прибору посредством переходных колодок.

Переходная колодка представляет собой цоколь от радиолампы, непосредственно подключаемый к испытателю;

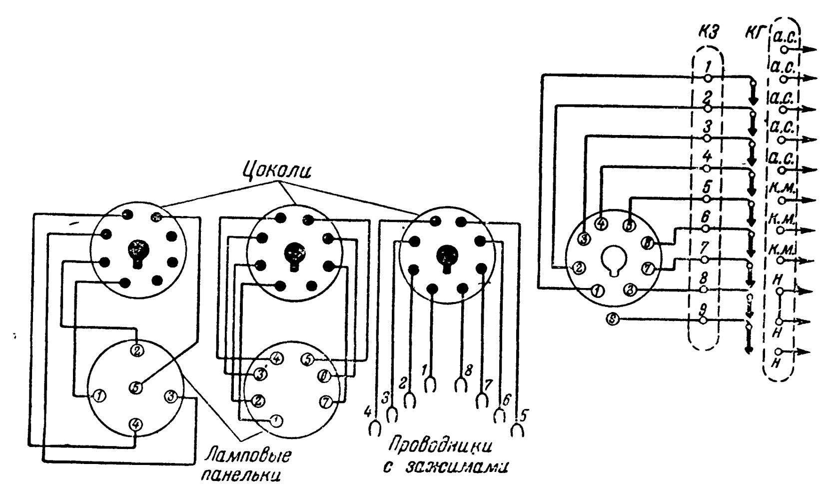


Рис. 10-8. Схема шнуровой коммутации с применением переходных колодок.

в верхней части цоколя закреплена ламповая панелька испытуемого типа лампы. Штырьки цоколя соединены проводниками с контактами ламповой панельки в соответствии с их общепринятой нумерацией.

Для испытания бесцокольных ламп, у которых выводы от электродов сделаны непосредственно через баллон, применяется переходная колодка, представляющая собой цоколь, к штырькам которого подключены проводники с зажимами. Последние имеют гравировку, в соответствии с которой они соединяются с электродами испытуемой лампы. Такая переходная колодка может быть применена и в схеме коммутации рис. 10-7.

Большого применения переходные колодки не получили, так как они создают в схеме испытания излишние переходные контакты, вызывающие иногда нарушение работы испытателя ламп.

Схемы шнуровой коммутации электродов, подобные рассмотренным, оказываются недостаточно удобными в тех случаях, когда приходится часто проверять радиолампы различных типов. Поэтому в некоторых конструкциях испытателей для упрощения коммутации увеличивают число ламповых панелек, каждая из которых предназначается для испытания группы радиоламп, имеющих сходную цоколевку. В сложных испытателях ламп находит применение система штепсельной коммутации электродов.

ГЛАВА ОДИННАДЦАТАЯ

НИЗКОЧАСТОТНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

11-1. Общие сведения

Низкочастотные измерительные генераторы (генераторы звуковой частоты) являются источниками электрических колебаний низкой частоты, регулируемых по выходному напряжению и частоте. В радиоизмерительной практике с их помощью осуществляют: испытание и налаживание низкочастотных узлов радиоаппаратуры и громкоговорителей, модуляцию колебаний высокочастотных измерительных генераторов и передатчиков, градуировку частотомеров и ламповых вольтметров, измерение частоты методом сравнения, питание измерительных схем, предназначенных для измерения индуктивностей, емкостей и других электрических величин.

Измерительные генераторы универсального назначения должны обеспечивать: 1) генерирование колебаний правильной синусоидальной формы; 2) широкий диапазон частот генерируемых колебаний; 3) высокую стабильность частоты колебаний при изменении температуры, напряжений питания, сопротивления нагрузки и смене ламп; 4) широкие пределы регулировки выходного напряжения (мощности); 5) постоянство максимального выходного напряжения (мощности) в пределах рабочего диапазона частот; 6) небольшое выходное сопротивление, позволяющее получить малую зависимость выходного напряжения от сопротивления нагрузки.

Степень искажения формы кривой выходного напряжения генератора определяется *коэффициентом нелинейных искажений*

$$K_{ф}=\frac{\sqrt{U_2^2+U_3^2+U_4^2+\ldots}}{U_1}, \qquad (11\text{-}1)$$

равным отношению действующего значения всех гармоник выходного напряжения к действующему значению U_1 напряжения основной частоты. В большинстве случаев измерительной практики допустимо применение генераторов, имеющих коэффициент нелинейных искажений до 10—15%. В специальных случаях, как, например, для приближенной оценки коэффициента нелинейных искажений различных радиоустройств, может быть необходимым генератор с малым коэффициентом $K_{ф}$, не превышающим 1—2%. При некоторых электроакустических измерениях используют специальные *шумовые генераторы* с коэффициентом нелинейных искажений, достигающим 50% и более. Выходное напряжение таких генераторов представляет собой сумму напряжений различных звуковых частот, в какой-то мере воспроизводящее напряжение на выходе микрофона при передаче речи.

При испытании радиолокационных и телевизионных устройств и при осциллографических измерениях находят применение генераторы, колебания которых имеют *прямоугольную, треугольную* или *трапецеидальную форму*.

Измерительный генератор должен перекрывать основную часть спектра акустических частот, по крайней мере, в пределах 50 *гц* — 10 *кгц*. Для обеспечения плавной регулировки и повышения точности отсчета частоты общий диапазон генератора обычно разбивают на несколько поддиапазонов.

При массовом испытании радиоаппаратуры иногда оказывается удобней применять *генератор фиксированных частот*, выбор частоты которого обычно производится с помощью переключателя.

Для питания различных измерительных схем, модуляции высокочастотных генераторов и проверки работоспособности усилителей низкой частоты и громкоговорителей возможно применение генераторов, работающих на одной фиксированной частоте, обычно выбираемой в пределах 400—1 000 *гц*. Такие генераторы входят в состав измерительных приборов.

Максимальная выходная мощность различных типов генераторов лежит в пределах 0,1—3 *вт*, а максимальное выходное напряжение равно нескольким десяткам или сотням

вольт. Часто предусматривается ступенчатая и плавная регулировка выходного напряжения, позволяющая получить на нагрузке напряжение любой практически необходимой величины, вплоть до долей милливольта.

Практическое применение находят две группы низкочастотных генераторов: ламповые и зуммерные. Наиболее совершенными источниками низкочастотных колебаний являются ламповые генераторы.

В общем случае блок-схема *лампового генератора* имеет вид, показанный на рис. 11-1. В ее состав входят: возбудитель, промежуточный усилитель, выходной усилитель, делитель напряжения и вольтметр переменного тока. *Возбудитель* служит для создания стабильных по частоте и амплитуде синусоидальных колебаний в определенном диапазоне низких частот. Основным назначением *промежуточного* (*буферного*) *усилителя* является уменьшение влияния нагрузки на частоту колебаний возбудителя. *Выходной усилитель* повышает мощность низкочастотных колебаний, обеспечивая возможность работы на низкоомную нагрузку. *Выходной делитель напряжения* и *вольтметр переменного тока* служат для регулировки и контроля величины выходного напряжения, подводимого к нагрузке.

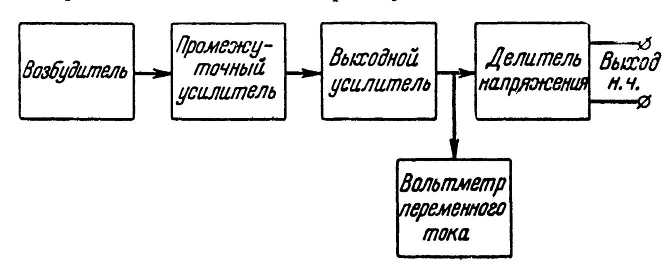


Рис. 11-1. Блок-схема типового низкочастотного измерительного генератора.

В некоторых типах генераторов отдельные элементы приведенной выше блок-схемы могут отсутствовать. Промежуточный усилитель иногда совмещается с выходным усилителем. Если нет необходимости в точном отсчете выходного напряжения, в схеме может не быть вольтметра.

Главной частью каждого генератора является возбудитель. В зависимости от примененного в возбудителе способа возбуждения колебаний различаются три типа ламповых генераторов: генераторы типа *LC*, генераторы на биениях и генераторы типа *RC*.

11-2. Возбудители ламповых генераторов типа LC

В генераторах типа LC частота генерируемых колебаний определяется индуктивностью L и емкостью C колебательного контура возбудителя, работающего в режиме самовозбуждения по одной из следующих схем: с трансформаторной связью, с электронной связью, трехточечной и транзитронной. Подача анодного напряжения на лампу возбудителя производится, как правило, по схеме параллельного питания. Этим достигается отсутствие постоянного тока в контурной катушке возбудителя, что весьма важно для катушек со стальными сердечниками, индуктивность которых зависит от величины протекающего в них тока; кроме того, создается возможность включения последовательно с контуром дополнительных элементов для стабилизации работы возбудителя без уменьшения анодного напряжения, приложенного к лампе.

Приближенное значение частоты генерируемых колебаний определяется формулой

$$F \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \qquad (11\text{-}2)$$

Если выбрать размерность единиц, более удобную для практических целей, то формула приобретает следующий вид:

$$F_{[кгц]} \approx \frac{0{,}16}{\sqrt{L_{[гн]}C_{[мкф]}}}. \qquad (11\text{-}3)$$

Например, при $L = 1$ *гн* и $C = 1$ *мкф* частота $F \approx 160$ *гц*.

Плавное перекрытие диапазона звуковых частот при помощи переменного конденсатора практически осуществить невозможно даже при разбивке этого диапазона на несколько поддиапазонов, так как для этого величина емкости должна очень сильно изменяться в пределах каждого поддиапазона. Поэтому генераторы типа LC обычно конструируются как генераторы одной или нескольких фиксированных частот, в которых изменение частоты производится скачкообразно посредством переключения постоянных емкостей контура возбудителя.

Примером может служить приведенная на рис. 11-2 схема возбудителя с трансформаторной обратной связью. Контур возбудителя состоит из катушки L_1, являющейся первичной обмоткой трансформатора *Тр*, и одного из постоянных конденсаторов C_1—C_5, емкости которых подобраны из усло-

вия получения колебаний требуемых звуковых частот. Параллельное питание анодной цепи лампы *Л* обеспечивается разделительным конденсатором C_6 и заградительным низкочастотным дросселем L_3. При условии некоторого снижения мощности генерируемых колебаний дроссель L_3 можно заменить сопротивлением порядка 20—50 *ком.*

В колебательном контуре возбудителя используются бумажные или слюдяные конденсаторы, промышленные типы которых имеют емкость, не превышающую 1 *мкф.* Параллельным соединением конденсаторов можно в несколько раз увеличить емкость контура, однако и при этом

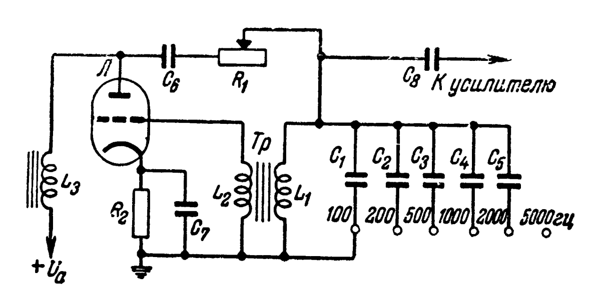


Рис. 11-2. Схема возбудителя типа LC.

для получения низких звуковых частот (ниже 50 *гц*) индуктивность контура должна быть весьма велика, порядка десятков генри.

Низкочастотные катушки обладают заметной собственной емкостью, равной сотням, а иногда и тысячам пикофарад. Собственная резонансная частота катушки, включенной в контур, ограничивает максимальную частоту диапазона возбудителя. Например, у дросселей индуктивностью 1—10 *гн* собственная резонансная частота равна нескольким килогерцам, что делает их непригодными для перекрытия верхних частот звукового диапазона. Уменьшение же индуктивности контура затрудняет получение низких частот диапазона. Ориентировочно можно считать, что с помощью одной катушки L_1 индуктивностью порядка 1 *гн* и группы постоянных конденсаторов возможно перекрыть полосу частот 200—5 000 *гц*. При необходимости расширения диапазона возбудителя должна быть предусмотрена возможность изменения индуктивности контура, например выполнением катушки L_1 секционированной.

Правильно сконструированный возбудитель характеризуется синусоидальной формой колебаний, стабильностью их частоты и выходным напряжением, мало изменяющимся в широком диапазоне частот.

Синусоидальная форма генерируемых колебаний может быть достигнута лишь при их небольшой амплитуде. Поэтому в измерительных генераторах применяются, как правило, маломощные возбудители, работающие с низким к. п. д.

Стабильность частоты генерируемых возбудителем колебаний зависит от постоянства параметров лампы, напряжения питания, температуры, нагрузки. Влияние температуры уменьшают применением в возбудителе высококачественных деталей с малым температурным коэффициентом. Наиболее существенным является зависимость частоты от напряжений питания, что создает необходимость стабилизации последних.

Для повышения устойчивости работы возбудителя между анодом его лампы и колебательным контуром включают переменное сопротивление R_1 порядка 100—500 *ком.* При чрезмерно большой величине этого сопротивления колебания в схеме не возбуждаются. Величину сопротивления R_1 устанавливают на 5—15% меньше того его значения, при котором возникают колебания. Если сопротивление R_1 превышает в несколько раз внутреннее сопротивление лампы R_i, то генерируемая частота становится весьма стабильной и мало зависит от параметров лампы и величины приложенных к ней напряжений.

Элементы катодной цепи R_2C_7 и напряжение анодного питания U_a выбирают такими, чтобы обеспечить работу возбудителя на прямолинейном участке анодно-сеточной характеристики в режиме, близком к режиму класса А. В этом случае форма генерируемых колебаний близка к синусоидальной. Амплитуда колебаний зависит от сопротивления R_1, регулировкой которого при каждой частоте она может устанавливаться строго определенной величины, контролируемой включенным на выходе генератора вольтметром переменного тока.

Известно, что сопротивление анодного контура, большое для тока резонансной частоты, резко уменьшается для гармонических составляющих анодного тока. Поэтому включение последовательно с контуром сопротивления R_1 приводит к резкому уменьшению нелинейных искажений, так как гармоники анодного тока будут создавать падение напряжения главным образом на сопротивлении R_1, а не на контуре.

Для получения удовлетворительного соотношения между сопротивлениями R_1 и R_i в возбудителях следует применять триоды с малым коэффициентом усиления μ, а коэффициент трансформации n трансформатора Tp желательно иметь порядка единицы. Хорошие результаты могут быть получены с лампами 6С2С, 6Н5С, 6П3С (в триодном включении). Для сохранения оптимального коэффициента трансформации при изменении индуктивности катушки контура L_1 необходимо одновременно изменять и индуктивность связанной с ней катушки обратной связи L_2.

11-3. Возбудители ламповых генераторов на биениях

В генераторах на биениях колебания звуковой частоты создаются в результате совместного детектирования двух близких по частоте высокочастотных колебаний.

На рис. 11-3 приведена развернутая блок-схема простого варианта возбудителя, использующего явление биений. Возбудитель содержит два высокочастотных гетеродина, которые представляют собой маломощные ламповые генераторы типа *LC*. Один гетеродин генерирует колебания фиксированной частоты f_1, обычно выбираемой в пределах 150—200 *кгц*. Частоту колебаний f_2 второго гетеродина посредством переменного конденсатора C_2 можно плавно изменять от значения f_1, совпадающего с частотой первого гетеродина, до значения $f_1 - F_м$ (или $f_1 + F_м$), где $F_м$ — максимальная требуемая частота звукового диапазона генератора. Например, при $f_1 = 180$ *кгц* и $F_м = 10$ *кгц* второй гетеродин должен перекрывать диапазон частот 180—170 *кгц* или 180—190 *кгц*.

Колебания от обоих гетеродинов с частотами f_1 и f_2 через конденсаторы связи C_4 и C_5 подводятся к различным сеткам преобразовательной лампы *Л*, работающей в режиме анодного детектирования. В результате этого в анодной цепи лампы возникает ток сложной формы, содержащий постоянную составляющую, токи основных частот f_1 и f_2, токи вторых гармоник $2f_1$ и $2f_2$ и токи комбинационных частот f_1+f_2 и $|f_1-f_2|$. Переменное напряжение на сопротивлении анодной нагрузки R_5 будет создаваться в основном лишь током разностной частоты

$$F = |f_1 - f_2|. \qquad (11\text{-}4)$$

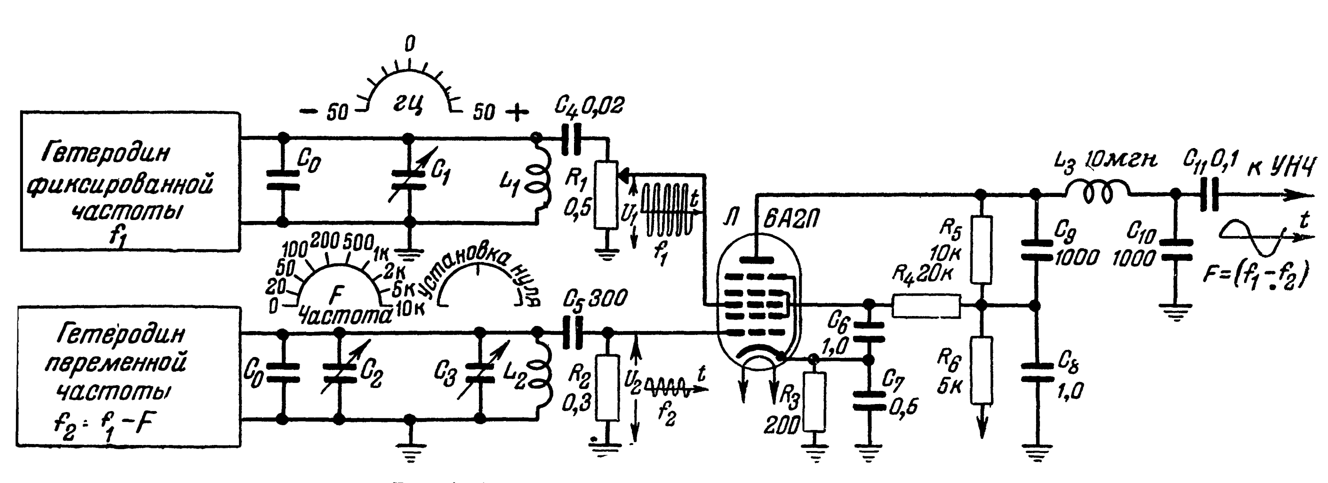


Рис. 11-3. Блок-схема возбудителя на биениях.

являющейся звуковой частотой и носящей название *частоты биений*; токи высоких частот f_1, f_2, $2f_1$, $2f_2$ и f_1+f_2 легко отфильтровываются конденсатором C_9. Напряжение звуковой частоты через высокочастотный фильтр L_3C_{10} и разделительный конденсатор C_{11} подводится к усилителю низкой частоты измерительного генератора.

Каждому положению переменного конденсатора C_2 соответствует определенная частота настройки f_2 второго гетеродина, а следовательно, и определенная разностная частота F. Это позволяет снабдить конденсатор C_2 шкалой, проградуированной непосредственно в значениях звуковых частот F, снимаемых с выхода генератора.

Для повышения стабильности частоты звуковых колебаний оба гетеродина собирают по одной и той же схеме из одинаковых деталей (за исключением конденсаторов колебательных контуров). Кроме того, при монтаже оба гетеродина размещают так, чтобы они работали в одинаковых температурных условиях. В этом случае изменения питающих напряжений и окружающей температуры вызовут примерно равные по величине и одинаковые по знаку изменения частот гетеродинов f_1 и f_2, вследствие чего влияние внешних факторов на частоту биений $F = | f_1 - f_2 |$ будет сказываться незначительно.

Для компенсации возможных нарушений градуировки, обусловленных сменой ламп или другими причинами, в колебательный контур одного из гетеродинов, например гетеродина переменной частоты, включают переменный конденсатор C_3 максимальной емкостью до 20 *пф*, с помощью которого устанавливают нуль шкалы частот. Для этой цели перед началом измерений после 10—15-минутного прогрева генератора ручку управления конденсатора C_2 ставят в положение нулевой частоты F; затем изменением емкости конденсатора C_3 добиваются так называемых *нулевых биений*, имеющих место при равенстве частоты f_2 частоте f_1. При подходе к нулевым биениям тон в телефонах, подключенных к выходу генератора, постепенно понижается вплоть до исчезновения, а стрелка вольтметра, измеряющего выходное напряжение, после колебаний, постепенно замедляющихся, устанавливается на нуль шкалы. Следует учитывать, что человеческое ухо не воспринимает звуковых колебаний, частота которых ниже 15—20 *гц*; поэтому при пользовании телефонами возможна соответствующая ошибка в установлении нулевой частоты $F=0$.

В колебательный контур гетеродина фиксированной ча-

стоты обычно включают переменный конденсатор C_1 максимальной емкостью в несколько пикофарад, позволяющий изменять в небольших пределах (± 50 или ± 100 *гц*) частоту f_1, а следовательно, и любую звуковую частоту $F = |f_1 - f_2|$, установленную по шкале конденсатора C_2. Очевидно, что при проверке нулевой частоты ручка управления конденсатора C_1 должна устанавливаться в среднее положение, соответствующее нулю шкалы расстройки.

При наличии паразитной связи между гетеродинами работа возбудителя может нарушиться вследствие возникновения *явления захватывания* (§ 17-4). Для избежания возможности захватывания каждый гетеродин помещают в отдельный тщательно экранированный отсек; в анодной цепи каждого гетеродина и в общей цепи их анодного питания включают развязывающие фильтры; провода, идущие от гетеродинов к детектору, делают по возможности короткими при взаимно-перпендикулярном их расположении.

Если колебания, подаваемые на детектор от обоих высокочастотных гетеродинов, содержат гармоники, то на нагрузке детектора выделяются наряду с напряжением частоты биений $F = |f_1 - f_2|$ напряжения других разностных частот звукового диапазона $2F = |2f_1 - 2f_2|$, $3F = |3f_1 - 3f_2|$ и т. д., обусловленные биениями между гармониками одинаковой кратности. Для получения выходного напряжения хорошей синусоидальной формы необходимо, чтобы колебания хотя бы одного из гетеродинов не содержали гармоник; тогда все разностные комбинационные частоты, за исключением частоты $F = |f_1 - f_2|$, будут являться высокими и легко смогут быть отфильтрованы. С этой целью в генераторах промышленного изготовления между гетеродином фиксированной частоты и преобразовательной лампой включают резонансный усилитель, работающий в режиме класса А и имеющий в анодной цепи колебательный контур, настроенный на фиксированную частоту f_1. Наличие усилителя делает работу генератора более устойчивой также вследствие уменьшения связи между гетеродинами.

Исследования показывают, что напряжение звуковой частоты на нагрузке детектора примерно пропорционально произведению амплитуд, подводимых к преобразователю напряжений. От гетеродина переменной частоты к преобразовательной лампе подают напряжение порядка 10 *в*, а от гетеродина фиксированной частоты — 0,5—1 *в*. Такое соотношение между напряжениями частот f_2 и f_1 способствует уменьшению искажений выходного напряжения. Иногда

предусматривают возможность изменения напряжения частоты f_1, подводимого к преобразователю, при помощи потенциометра (R_1 на рис. 11-3) в целях плавной регулировки выходного напряжения генератора.

Генераторы на биениях широко применяются благодаря существенным достоинствам: плавному изменению частоты в широком диапазоне, постоянству выходной мощности, малому коэффициенту нелинейных искажений. Их недостатками являются сложность схемы, громоздкость конструкции. высокая стоимость.

11-4. Возбудители ламповых генераторов типа *RC* с реостатно-емкостной настройкой

Низкочастотные измерительные генераторы типа *RC* относятся к классу релаксационных генераторов, частота и форма колебаний которых определяются цепями, содержащими сопротивления и емкости. По своим техническим показателям генераторы типа *RC* мало уступают генераторам на биениях и значительно превосходят генераторы типа *LC*. Возбудители генераторов типа *RC* представляют собой усилители на сопротивлениях, работающие в режиме самовозбуждения. Простые по схеме и конструкции они весьма удобны в эксплуатации и вполне доступны для самостоятельного изготовления.

Возбудители генераторов типа *RC* разделяются на две группы: возбудители с реостатно-емкостной настройкой и возбудители с фазовращающей цепочкой.

Схема возбудителя с реостатно-емкостной настройкой (рис. 11-4) содержит два усилительных каскада на лампах $Л_1$ и $Л_2$. Предположим, что на управляющую сетку лампы $Л_1$ воздействует переменное напряжение $u_{вх}$, возникшее, например, при включении напряжений питания. На сопротивлении анодной нагрузки R_5 создается усиленное переменное напряжение, сдвинутое по фазе на 180° относительно фазы исходного напряжения $u_{вх}$. Это напряжение через конденсатор C_3 подается на сетку лампы $Л_2$ и в результате вторичного усиления претерпевает сдвиг по фазе еще на 180°. Следовательно, выходное напряжение $u_{вых}$, снимаемое с сопротивления анодной нагрузки второй лампы R_8, будет

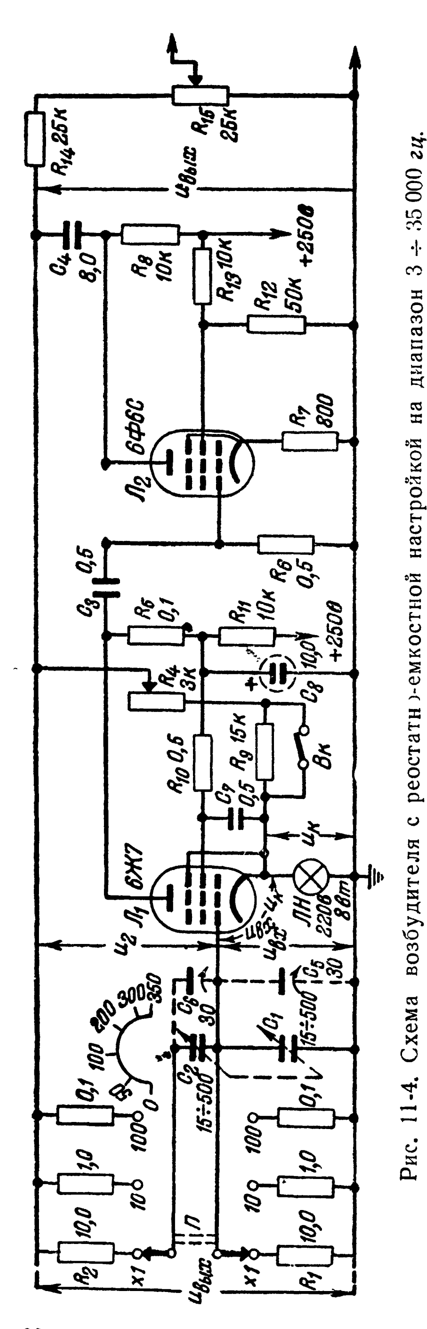


Рис. 11-4. Схема возбудителя с реостатно-емкостной настройкой на диапазон 3 ÷ 35 000 *гц*.

иметь фазу, одинаковую с фазой вызвавшего его входного напряжения $u_{вх}$.

Для поддержания первоначально возникших колебаний необходимо на вход усилителя подавать часть выходного напряжения в фазе, совпадающей с фазой входного напряжения, и с амплитудой, равной амплитуде напряжения $u_{вх}$. Условия самовозбуждения должны выполняться для колебаний одной определенной частоты и резко нарушаться для колебаний всех других частот; только в этом случае генерируемые колебания будут синусоидальными. Данная задача решается включением в цепь *положительной обратной связи* делителя напряжения, состоящего из двух участков: сопротивления R_2 и конденсатора C_2, соединенных последовательно, и сопротивления R_1 и конденсатора C_1, соединенных параллельно. Выходное напряжение $u_{вых}$ приложено к делителю через конденсатор C_4 большой емкости. Напряжение, воздействующее на сетку лампы $Л_1$, снимается с параллельного участка делителя R_1, C_1 и при установившемся режиме должно равняться входному напряжению $u_{вх}$.

При выбранной схеме совпадение фаз напряжений $u_{вх}$ и $u_{вых}$ имеет место лишь для одной определенной частоты

$$F_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}, \qquad (11\text{-}5)$$

при которой отношение этих напряжений

$$\frac{u_{вх}}{u_{вых}} = \frac{1}{1+\sqrt{\frac{R_2^2}{R_1^2}+\frac{C_1^2}{C_2^2}+2\frac{R_2C_1}{R_1C_2}}}. \qquad (11\text{-}6)$$

Изменение частоты генерируемых колебаний F_o можно производить изменением электрической величины любого из элементов R_1, R_2, C_1 или C_2. Практически же установку частоты производят одновременным изменением обоих сопротивлений R_1 и R_2 или обеих емкостей C_1 и C_2 при сохранении неизменным отношения величин регулируемых элементов $\frac{R_1}{R_2}$ или $\frac{C_1}{C_2}$. Как видно из формулы (11-6), этим достигается постоянство отношения напряжений $\frac{u_{вх}}{u_{вых}}$ во всем частотном диапазоне возбудителя, что повышает устойчивость работы последнего,

В большинстве практических схем $R_1 = R_2$ и $C_1 = C_2$. В этом случае частота генерируемых колебаний определяется формулой

$$F_o = \frac{1}{2\pi R_1C_1} = \frac{1}{2\pi R_2C_2}, \qquad (11\text{-}7)$$

а отношение напряжений

$$\frac{u_{вх}}{u_{вы}} = \frac{1}{3},$$

т. е. при любой частоте на управляющую сетку лампы $Л_1$ будет поступать третья часть напряжения, действующего на выходе.

Такое большое входное напряжение может вызвать сильную перегрузку ламп $Л_1$ и $Л_2$ и как следствие искажение формы генерируемых колебаний. Для устранения этих искажений в схему возбудителя вводится *отрицательная обратная связь*, цепь которой, состоящая из сопротивления R_4 и лампочки накаливания *ЛН* в катоде лампы $Л_1$, образует делитель выходного напряжения $u_{вых}$. Элементы

делителя выбирают такими, чтобы на лампочке *ЛН* падало напряжение $u_к$, несколько меньшее по величине напряжения $u_{вх} = \frac{1}{3} u_{вых}$. Напряжение $u_к$ подводится к сетке лампы $Л_1$ в фазе, обратной фазе напряжения $u_{вх}$. Напряжение действующее между сеткой и катодом лампы $Л_1$, будет, очевидно, равно разности этих напряжений $(u_{вх} - u_к)$. Регулировкой переменного сопротивления R_4 это напряжение устанавливают такой минимально допустимой величины, которая обеспечивает устойчивую работу возбудителя при малых нелинейных искажениях генерируемых колебаний.

Включение в цепи отрицательной обратной связи лампочки накаливания *ЛН*, сопротивление которой зависит от величины протекающего по ней тока, автоматически усиливает стабилизацию амплитуды выходного напряжения. Например, если выходное напряжение по какой-либо причине повысится, то возрастание тока в цепи отрицательной обратной связи приведет к резкому увеличению сопротивления лампочки *ЛН* и падения напряжения на ней $u_к$, которое скомпенсирует возрастание напряжения $u_{вх}$, подводимого к сетке лампы $Л_1$; в результате выходное напряжение уменьшится почти до первоначальной величины.

Стабилизирующее действие отрицательной обратной связи сказывается тем сильнее, чем больше напряжения $u_к$ и $u_{вх}$ по сравнению с напряжением $(u_{вх} - u_к)$, т. е. чем больше коэффициент усиления возбудителя $K = \frac{u_{вых}}{u_{вх} - u_к}$.
С целью получения высокого коэффициента усиления при малой амплитуде напряжения $(u_{вх} - u_к)$ в качестве лампы $Л_1$ обычно применяют высокочастотный пентод. Вторая лампа возбудителя, работающая при большей амплитуде колебаний, берется более мощной, например типа 6Ф6С или 6П3С.

Получение спаренного блока переменных сопротивлений R_1 и R_2, обеспечивающих плавность регулировки при высокой стабильности и идентичности параметров, встречает затруднения. Поэтому в генераторах обычно применяют сдвоенный блок переменных конденсаторов $C_1 - C_2$ (рис. 11-4) для плавного изменения частоты, а сопротивления R_1 и R_2, собранные в две одинаковые группы и переключаемые двухсекционным переключателем *П*, определяют частотные поддиапазоны. Подстроечные конденсаторы C_5 и C_6 максимальной емкостью до 50 *пф* служат для вырав-

нивания начальных емкостей последовательного и параллельного участков цепи положительной обратной связи, а также для подгонки коэффициента перекрытия частотных поддиапазонов

$$K_п = \frac{F_м}{F_н} = \frac{C_{1м}}{C_{1н}} = \frac{C_{2м}}{C_{2н}}, \qquad (11\text{-}8)$$

равного отношению максимальной частоты поддиапазона $F_м$ к минимальной частоте $F_н$, определяемому отношением максимальной емкости одного из участков цепи к его минимальной емкости.

Типовые переменные конденсаторы имеют максимальную емкость порядка 400—500 *пф* при начальной емкости 10—20 *пф*; начальная емкость отдельных участков цепи положительной обратной связи с учетом емкостей монтажа может достигать 25—40 *пф*. Это создает возможность получения значительного коэффициента перекрытия $K_п = 10 \div 20$, обеспечивающего перекрытие всего требуемого диапазона частот при небольшом числе поддиапазонов. Например, перекрытие диапазона частот $20 \div 20\,000$ *гц* может быть обеспечено возбудителем, имеющим три поддиапазона: $20 \div 200$ *гц*, $200 \div 2\,000$ *гц*, $2\,000 \div 20\,000$ *гц*. При правильном расчете возбудителя градуировка шкалы блока переменных конденсаторов, проведенная в значениях частоты для поддиапазона $20 \div 200$ *гц*, будет годна и для других поддиапазонов при использовании множителей к ней 10 и 100.

Значение сопротивлений R_1 и R_2 для каждого частотного поддиапазона подсчитывают по формуле

$$R_1 = R_2 = \frac{1}{2\pi F_н C_{1м}}, \qquad (11\text{-}9)$$

где $F_н$ — наименьшая требуемая частота поддиапазона. Наибольшую величину должны иметь сопротивления R_1 и R_2, включаемые на самом низкочастотном поддиапазоне. При сдвоенном блоке переменных конденсаторов, имеющих максимальную емкость порядка 400—500 *пф*, для получения звуковой частоты 20 *гц* сопротивления R_1 и R_2 должны быть равны 16—20 *Мом*. Сопротивление R_1 такого порядка может оказаться сравнимым по величине с сопротивлением изоляции участка сетка — катод лампы $Л_1$. Практически установлено, что дополнительная погрешность градуировки, вызываемая влиянием сопротивления изоляции, будет мень-

ше 5%, если сопротивления R_1 и R_2 не превышают 10 *Мом*. Поэтому при применении сдвоенного блока конденсаторов наименьшую частоту диапазона генератора не следует брать ниже 40—50 *гц*. Если же необходимо получение более низких звуковых частот, то приходится применять счетверенный блок, переменные конденсаторы которого соединяются попарно параллельно. В этом случае максимальные емкости $C_{1м}$ и $C_{2м}$ достигают 800—1 000 *пф*, что позволяет снизить требуемую величину сопротивлений R_1 и R_2.

Для некоторого расширения частотного диапазона в сторону низких частот можно использовать и строенный блок конденсаторов. Две секции этого блока включаются параллельно и образуют емкость C_1, третья секция используется как емкость C_2. В этом случае при любой настройке возбудителя отношение емкостей $\frac{C_1}{C_2}=2$. Так как сопротивления R_1 и R_2 обычно сохраняют равными друг другу, то частота генерируемых колебаний на основании формулы (11-5) будет равна

$$F_o=\frac{1}{2\sqrt{2}\pi R_2C_2}=\frac{1}{\sqrt{2}\pi R_1C_1}. \qquad (11\text{-}10)$$

Отсюда получаем формулу для определения необходимой величины сопротивлений

$$R_1=R_2=\frac{1}{\sqrt{2}\pi F_н C_{1м}}=\frac{1}{2\sqrt{2}\pi F_н C_{2м}}. \qquad (11\text{-}11)$$

Если ограничить допустимую величину этих сопротивлений значением 10 *Мом*, то при максимальной емкости одной секции блока 400—500 *пф* можно получить колебания с частотой примерно от 25—30 *гц* и выше.

Из формулы (11-6) следует, что при использовании строенного блока конденсаторов отношение напряжений $\frac{u_{вх}}{u_{вых}}=\frac{1}{4}$. Это позволяет соответственно уменьшить напряжение, подаваемое на вход по цепи отрицательной обратной связи, посредством включения в катод лампы $Л_1$ лампочки накаливания *ЛН* мощностью 15—25 *вт*.

Примерные данные элементов схемы возбудителя с реостатно-емкостной настройкой указаны на рис. 11-4. Здесь следует обратить внимание на выбор емкостей переходных конденсаторов C_3 и C_4. Для того чтобы конденсатор C_3 при передаче напряжения от первого каскада ко второму не вно-

сил заметного фазового сдвига, его сопротивление в пределах всего частотного диапазона должно быть весьма мало по сравнению с сопротивлением утечки R_6. При $R_6 = 0{,}5—1$ *Мом* удовлетворительной является величина $C_3 = 0{,}5—1$ *мкф*.

Напряжения, подаваемые на управляющую сетку лампы $Л_1$, через цепи положительной и отрицательной обратной связи будут иметь требуемые фазы лишь в том случае, если емкостное сопротивление конденсатора C_4 будет значительно меньше сопротивления этих цепей. Сопротивление цепи отрицательной обратной связи обычно не превышает нескольких килоом. Поэтому для выполнения указанного выше условия на самых низких частотах диапазона конденсатор C_4 должен иметь большую емкость, во всяком случае не ниже 8—10 *мкф*.

При налаживании возбудителя тщательное внимание нужно уделить подбору сопротивлений R_1 и R_2, величина которых определяет фактические границы каждого частотного поддиапазона. Для точного подбора величин сопротивлений, необходимых для использования общей шкалы на всех поддиапазонах, иногда последовательно с сопротивлениями R_2 включают регулировочные сопротивления. Остальные сопротивления схемы могут браться с допусками 10—20%.

Из рис. 11-4 видно, что общая точка блока переменных конденсаторов, связанная с роторами, должна быть соединена с управляющей сеткой лампы $Л_1$. Для изоляции роторов от корпуса генератора блок конденсаторов монтируют на панельках из изоляционного материала или крепят к корпусу при помощи эбонитовых или керамических втулок. Сопротивление изоляции между ротором и статором, включенное параллельно сопротивлению R_1, должно быть не менее 500 *Мом*. Такого же порядка должно быть сопротивление изоляции переключателя $П$ и ламповой панельки лампы $Л_1$, которые желательно иметь керамическими. Для уменьшения влияния руки оператора на частоту генерируемых колебаний ручку настройки возбудителя следует крепить к оси блока конденсаторов через изоляционную втулку. Все провода и детали схемы, подключенные к сетке лампы $Л_1$ желательно экранировать. В противном случае при частотах настройки, кратных или дольных частоте питающей сети, вследствие наводок могут наблюдаться периодические затухания выходного сигнала.

Основным недостатком генераторов типа RC является

необходимость применения блока переменных конденсаторов, усложняющих конструкцию приборов. На рис. 11-5 приведена предложенная радиолюбителем Л. И. Кастальским схема, позволяющая обойтись без блока переменных конденсаторов. В этой схеме цепь положительной обратной связи состоит из двух частей: левой ($C_{2\text{-}1}$, $R_{2\text{-}1}$, $C_{1\text{-}1}$, $R_{1\text{-}1}$) и правой ($C_{2\text{-}2}$, $R_{2\text{-}2}$, $C_{1\text{-}2}$, $R_{1\text{-}2}$). Элементы левой части выбраны исходя из условия получения минимальной частоты поддиапазона $F_н$, в соответствии с формулой (11-9). Элементы правой части удовлетворяют условию получения максимальной частоты поддиапазона $F_м$. Управляющая сетка лампы $Л_1$ подключена к ползунку потенциометра R_0, включенного между средними точками левой и правой частей цепи.

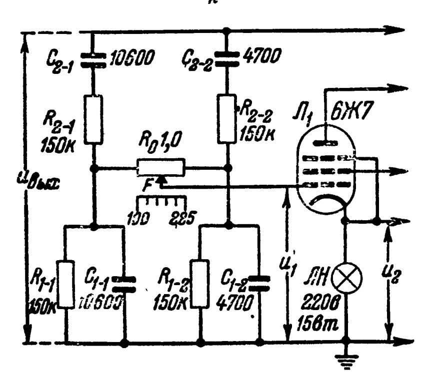


Рис. 11-5. Схема цепи положительной обратной связи возбудителя типа RC с потенциометрической настройкой.

При нахождении ползунка потенциометра R_0 в крайнем левом (на рисунке) положении возбудитель генерирует колебания частоты $F_н$, а в крайнем правом положении — колебания частоты $F_м$. При перемещении ползунка слева направо частота генерируемых колебаний плавно изменяется от значения $F_н$ до значения $F_м$.

В зависимости от выбранных данных левой и правой частей цепи частотный поддиапазон может быть установлен в любых требуемых границах вплоть до перекрытия всех полос звуковых частот. При переходе от одного поддиапазона к другому, смежному поддиапазону достаточно переключить одну из частей цепи, оставив включенной вторую часть, соответствующую общей пограничной частоте.

Для исключения взаимного влияния между левой и правой частями цепи сопротивление потенциометра R_0 должно не менее чем в 5—10 раз превышать максимально возможное сопротивление левой и правой частей цепи. Если сопротивление потенциометра при повороте его ручки управления изменяется по логарифмическому закону, то шкала

частот получается линейной; при линейном изменении сопротивления потенциометра шкала частот носит логарифмический характер.

В заключение отметим, что любой генератор синусоидального напряжения типа *RC* может быть легко превращен в генератор несинусоидальных, например прямоугольных, колебаний посредством ослабления действия отрицательной обратной связи. Для этого последовательно с сопротивлением R_4 (рис. 11-4) включают сопротивление R_9, величину которого подбирают такой, чтобы форма выходного напряжения, наблюдаемая на экране осциллографа, соответствовала требуемой. При необходимости генерации синусоидальных колебаний сопротивление R_9 закорачивают выключателем *Вк*.

Задача 11-1. Рассчитать цепь положительной обратной связи возбудителя, выполненного по схеме рис. 11-4, на диапазон частот 30 — 35 000 *гц* при использовании сдвоенного блока переменных конденсаторов с пределами изменения емкости $C_н - C_м = 15 - 500$ *пф*.

Решение

1. Выбираем коэффициент перекрытия $K_п = 12$. Разбиваем общий диапазон на три поддиапазона: 30 — 360, 300 — 3 600 и 3 000 — 36 000 *гц*.

2. Для получения выбранного коэффициента $K_п$ параллельно переменным конденсаторам каждой секции должна быть включена емкость

$$\Delta C = \frac{C_м - K_п C_н}{K_п - 1}, \qquad (11\text{-}12)$$

которая слагается из емкостей монтажа, входной емкости лампы $Л_1$ и емкости подстроечных конденсаторов C_5 и C_6.

В нашем примере

$$\Delta C = \frac{500 - 12 \cdot 15}{12 - 1} \approx 29 \ пф.$$

Тогда граничные значения емкостей C_1 и C_2 будут

$$C_{1м} = C_{2м} = C_м + \Delta C = 500 + 29 = 529 \ пф,$$

$$C_{1н} = C_{2н} = C_н + \Delta C = 15 + 29 = 44 \ пф.$$

Исходя из расчетного значения ΔC, выбираем подстроечные конденсаторы C_5 и C_6 с максимальной емкостью 25 — 30 *пф*.

3. По формуле (11-9) находим величину сопротивлений для первого поддиапазона:

$$R_1 = R_2 = \frac{1}{6,28 \cdot 30 \cdot 529 \cdot 10^{-12}} \approx 10\,000\,000 \ ом = 10 \ Мом,$$

для второго поддиапазона:

$$R_1 = R_2 = 1 \ Мом,$$

для третьего поддиапазона:

$$R_1 = R_2 = 100 \ ком.$$

Задача 11-2. Рассчитать цепь положительной обратной связи, выполненную по схеме рис. 11-5, для двух поддиапазонов: 40 — 200 и 200 — 1 000 *гц* при условии применения одинаковых сопротивлений $R_{1\text{-}1} = R_{1\text{-}2} = R_{2\text{-}1} = R_{2\text{-}2} = 100$ *ком*.

Ответ: $R_o = 1$ *Мом*; для поддиапазона 40 — 200 *гц* $C_{1\text{-}1} = C_{2\text{-}1} = 40\,000$ *пф* и $C_{1\text{-}2} = C_{2\text{-}2} = 8\,000$ *пф*; для поддиапазона 200—1 000 *гц* $C_{1\text{-}2} = C_{2\text{-}2} = 8\,000$ *пф* и $C_{1\text{-}1} = C_{2\text{-}1} = 1\,600$ *пф*.

11-5. Возбудители ламповых генераторов типа *RC* с фазовращающими цепочками

Возбудитель с фазовращающей цепочкой представляет собой однокаскадный усилитель на сопротивлениях, дополненный реостатно-емкостной цепочкой, через которую осуществляется положительная обратная связь, необходимая для возникновения и поддержания колебаний.

Возбудитель на фиксированную частоту с фазовращающей цепочкой может быть выполнен по схеме рис. 11-6. Здесь, как и во всех одноламповых схемах, падение переменного напряжения $u_{вых}$ на сопротивлении анодной на-

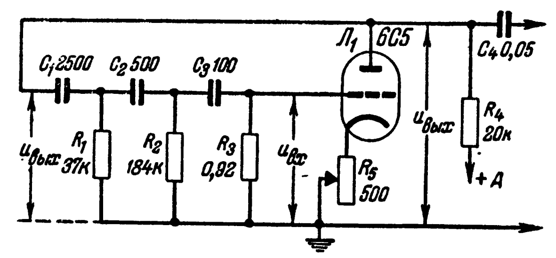


Рис. 11-6. Схема возбудителя с фазовращающей цепочкой на фиксированную частоту.

грузки R_4 имеет фазу, обратную фазе входного напряжения $u_{вх}$, воздействующего на сетку лампы $Л_1$. Напряжение $u_{вых}$ подводится к фазовращающей цепочке $C_1R_1C_2R_2C_3R_3$, с выхода которой на управляющую сетку лампы $Л_1$ подается напряжение обратной связи $u_{вх}$. Это напряжение только для одной частоты F_o, определяемой параметрами цепочки, оказывается сдвинутым по фазе на 180° по отношению к напряжению на аноде и совпадающим по фазе с исходным напряжением на сетке $u_{вх}$. Для колебаний всех других частот фазовый сдвиг при прохождении цепочки отличен от 180°. В результате создается возможность самовозбуждения схемы на частоте F_o, которое произойдет

в том случае, если коэффициент усиления каскада $K=\frac{u_{вых}}{u_{вх}}$ равен коэффициенту ослабления цепочки $K_o=\frac{u_{вых}}{u_{вх}}$.

Одна ячейка фазовращающей цепочки, ссстоящая из конденсатора и сопротивления, сдвигает фазу подведенного к ней напряжения на угол, меньший 90°. Поэтому для получения фазового сдвига в 180° цепочка должна содержать не менее трех ячеек.

Если возбудитель конструируется на одну фиксированную частоту F_o, то целесообразно выбор элементов фазовращающей цепочки производить так, чтобы каждая последующая ячейка мало нагружала предыдущую и все ячейки создавали для колебаний частоты F_o одинаковый фазовый сдвиг $\varphi^\circ=\frac{180}{n}$, где n — число ячеек цепочки. Для этого необходимо выполнение двух условий:

1) все ячейки должны иметь одинаковую постоянную времени:

$$T=R_1C_1=R_2C_2=R_3C_3; \qquad (11\text{-}13)$$

2) активное и реактивное сопротивления ячеек должны последовательно возрастать; обычно выбирают

$$R_2=(5-10)R_1;\ R_3=(5-10)R_2 \text{ и т. д.}; \qquad (11\text{-}14)$$

$$C_2=\frac{C_1}{5\div 10};\ C_3=\frac{C_2}{5\div 10} \text{ и т. д.} \qquad (11\text{-}15)$$

При соблюдении этих условий необходимая постоянная времени определяется формулой

$$T=\frac{1}{2\pi F_o \operatorname{tg}\frac{\pi}{n}}, \qquad (11\text{-}16)$$

а коэффициент ослабления фазовращающей цепочки получает наименьшее возможное значение

$$K_o=\frac{1}{\left(\cos\frac{\pi}{n}\right)^n}. \qquad (11\text{-}17)$$

Например, при $n=3$ $T=\frac{0,092}{F_o}$, а $K_o=8$; при $n=4$ $T=\frac{0,16}{F_o}$, а $K_o=4$. Отсюда следует, что и коэффициент усиления каскада может быть небольшим, а это позволяет использовать в схемах возбудителей триоды.

С целью регулировки напряжения $u_{вых}$ в схему возбудителя вводят *отрицательную обратную связь*, осуществляемую через сопротивление R_5 в катоде лампы $Л_1$. Для возможности подбора оптимального режима сопротивление R_5 обычно берут переменным или регулировочным. Величину его устанавливают немного меньшей того значения, при котором возникают колебания.

При необходимости перекрытия определенного частотного диапазона частоту колебаний возбудителя можно изменять регулировкой электрической величины любого из элементов фазовращающей цепочки. Однако для поддержания постоянства режима работы возбудителя и исключения необходимости подбора на каждой частоте оптимального сопротивления R_5 регулировку частоты приходится проводить путем одновременного и пропорционального изменения однородных величин (сопротивлений или емкостей) всех ячеек фазовращающей цепочки. Для облегчения такой регулировки в генераторах все ячейки цепочки берут одинаковыми, т. е. $R_1=R_2=R_3=R$ и $C_1=C_2=C_3=C$. Но при одинаковых ячейках каждая последующая ячейка заметно нагружает предыдущую; в результате возрастает коэффициент ослабления, который при $n=3$ достигает значения $K=29$. Для компенсации такого ослабления приходится увеличивать коэффициент усиления возбудителя, что достигается применением пентодов с большой крутизной характеристики. Большое внутреннее сопротивление пентодов повышает стабильность частоты генерируемых колебаний, так как уменьшает влияние на частоту смены ламп или изменения режима их работы. При увеличении числа ячеек до четырех коэффициент ослабления уменьшается до 18,4; это позволяет соответственно уменьшить коэффициент усиления и снизить требования, предъявляемые к лампе. В общем случае увеличение числа ячеек повышает устойчивость работы возбудителя.

При выполнении генератора на основе схемы рис. 11-6 плавное изменение частоты производят с помощью строенного или счетверенного блока переменных сопротивлений. При этом частота колебаний определяется формулами:

$$F_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{3}RC}=\frac{0,092}{RC} \text{ (при } n=3), \qquad (11\text{-}18)$$

$$F_0=\frac{1}{2\pi RC}=\frac{0,16}{RC} \text{ (при } n=4). \qquad (11\text{-}19)$$

Плавную регулировку частоты можно проводить и с помощью сдвоенного блока переменных сопротивлений, например R_1 и R_2, при постоянном сопротивлении R_3; в этом случае в отдельных участках частотного диапазона может потребоваться регулировка сопротивления R_5.

При использовании блока переменных конденсаторов возбудитель обычно выполняют по схеме рис. 11-7, которая принципиально отличается от рассмотренной выше лишь переменой мест включения сопротивлений и емкостей в ячейках фазовращающей цепочки и наличием разделитель-

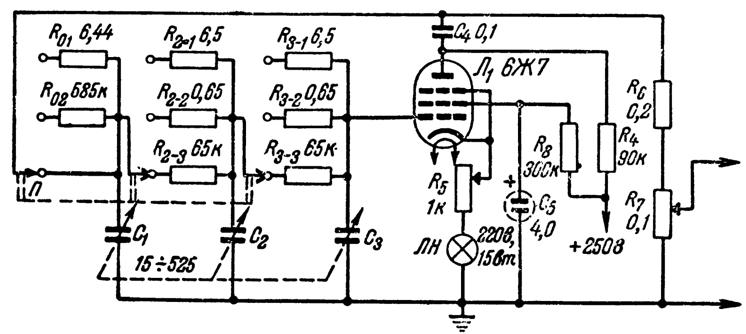


Рис. 11-7. Схема трехдиапазонного возбудителя с фазовращающей цепочкой.

ного конденсатора большой емкости C_4. Сопротивления R_6 и R_7, посредством которых осуществляется связь возбудителя с последующими каскадами генератора, создают управляющей сетке лампы $Л_1$ цепь утечки. С целью стабилизации выходного напряжения возбудителя в цепь катода лампы $Л_1$ последовательно с регулировочным сопротивлением R_5 включают лампочку накаливания *ЛН*.

В схеме рис. 11-7 за расчетное сопротивление первой ячейки принимают величину

$$R_1 = R_0 + \frac{R_i R_a}{R_i + R_a},$$

где R_0 — сопротивление, непосредственно включенное в первую ячейку; R_i — внутреннее сопротивление лампы, а R_a — общее сопротивление анодной нагрузки, состоящей из сопротивлений R_4 и $R_6 + R_7$. При выбранных сопротивлениях R_1 и R_a сопротивление R_0 подсчитывают по формуле

$$R_0 = R_1 - \frac{R_i R_a}{R_i + R_a}. \tag{11-20}$$

В частном случае сопротивление R_0 может равняться нулю.

В зависимости от числа ячеек фазовращающей цепочки частота генерируемых колебаний определяется формулами:

$$F_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}\,RC} = \frac{0{,}065}{RC} \quad (\text{при } n=3), \qquad (11\text{-}21)$$

$$F_o = \frac{\sqrt{0{,}7}}{2\pi RC} = \frac{0{,}133}{RC} \quad (\text{при } n=4). \qquad (11\text{-}22)$$

В трехдиапазонном возбудителе схемы рис. 11-7 строенный блок переменных конденсаторов C_1, C_2, C_3 служит для плавного изменения частоты, а постоянные сопротивления R_0, R_2, R_3, переключаемые трехсекционным переключателем *П*, определяют частотные поддиапазоны. Параллельно секциям блока иногда включают подстроечные конденсаторы для уравнивания начальных емкостей и подгонки требуемого коэффициента перекрытия поддиапазонов.

Задача 11-3. Проверить расчет возбудителя, работающего по схеме рис. 11-6 на фиксированной частоте $F_o = 1\,000$ *гц*. Данные расчета приведены на схеме.

Задача 11-4. Рассчитать возбудитель, работающий по схеме рис. 11-7 в диапазоне частот 20 — 20 000 *гц*, при использовании строенного блока переменных конденсаторов, имеющих емкость 15—525 *пф*.

Решение

1. Общий диапазон генератора разбиваем на три поддиапазона: 20 — 200, 200 — 2 000, 2 000 — 20 000 *гц*. Рабочую часть шкалы ограничиваем областью изменения емкости ячеек (с учетом емкостей монтажа)

$$C_н - C_м = 50 - 500 \text{ пф}.$$

2. Для схемы возбудителя выбираем пентод 6Ж7, имеющий в рабочем режиме параметры: $R_i = 1\,200$ *ком*; $S = 1{,}2$ *ма/в*, $\mu = 1\,440$.

3. На основании (11-21) сопротивления ячеек фазовращающей цепочки равны

$$R_{1\text{-}1} = R_{2\text{-}1} = R_{3\text{-}1} = \frac{0{,}065}{F_н C_м} = \frac{0{,}065}{20\cdot 500\cdot 10^{-12}} = 6{,}5\cdot 10^6 \text{ ом} = 6{,}5 \text{ Мом}, \qquad (11\text{-}23)$$

где $F_н$ — наименьшая частота поддиапазона

$$R_{1\text{-}2} = R_{2\text{-}2} = R_{3\text{-}2} = 650 \text{ ком},$$

$$R_{1\text{-}3} = R_{2\text{-}3} = R_{3\text{-}3} = 65 \text{ ком}.$$

4. Принимаем $R_{0\text{-}3}=0$. Тогда на основании (11-20) находим общее сопротивление анодной нагрузки:

$$R_a=\frac{R_iR_{1\text{-}3}}{R_i-R_{1\text{-}3}}=\frac{1\,200\cdot 65}{1\,200-65}\approx 69\ \textit{ком},$$

исходя из которого выбираем сопротивления R_4 и R_6+R_7.

5. Находим дополнительные сопротивления первой ячейки:

$$R_{0\text{-}1}=R_{1\text{-}1}-\frac{R_iR_a}{R_i+R_a}\approx 6{,}4\ \textit{Мом},$$

$$R_{0\text{-}2}=581\ \textit{ком}.$$

11-6. Усилительная и выходная части низкочастотных измерительных генераторов

Принципиально измерительный генератор может содержать только возбудитель. Однако малая выходная мощность возбудителя и зависимость амплитуды, частоты и формы генерируемых им колебаний от характера и величины нагрузки заставляют включать в состав каждого генератора усилитель мощности.

Если требуемая выходная мощность не превышает десятых долей ватта, то усилитель мощности можно подключать непосредственно к возбудителю, не влияя существенно на режим последнего. Если же мощность генератора достигает нескольких ватт, то для стабилизации генерируемых колебаний между возбудителем и усилителем мощности включают промежуточный (буферный) усилитель, представляющий для возбудителя постоянную и сравнительно небольшую нагрузку. Усилительная часть генератора должна иметь хорошую частотную характеристику и не вносить заметных искажений формы усиливаемых колебаний. В генераторах на биениях роль буфера успешно выполняет детекторный каскад, поэтому в промежуточном усилителе они не нуждаются.

На рис. 11-8 изображен возможный вариант схемы усилительной части генератора, состоящей из промежуточного усилителя на сопротивлениях, работающего в режиме класса А, и усилителя мощности, собранного по трансформаторной схеме. Вторичная обмотка выходного трансформатора *Тр* сделана секционированной и имеет два выхода. Один из выходов (зажимы *1* и *3*) рассчитывается на высокоомную активную нагрузку $R_н$, равную, например, 1 000 *ом*. Ма-

ксимальное напряжение на этом выходе при мощности генератора $P_н = 1$ *вт* будет достигать значения

$$U_н = \sqrt{P_н R_н} = \sqrt{1 \cdot 1\,000} \approx 31{,}6 \text{ в.}$$

Другой выход (зажимы *2* и *3*) рассчитывается на низкоомную нагрузку, равную, например, 10 *ом*. Тогда при той же выходной мощности максимальное напряжение на этом выходе будет достигать 3,16 *в*. Для измерения напряжений, подводимых к нагрузке, служит детекторный вольтметр, имеющий два предела измерения, например 50 и 5 *в*.

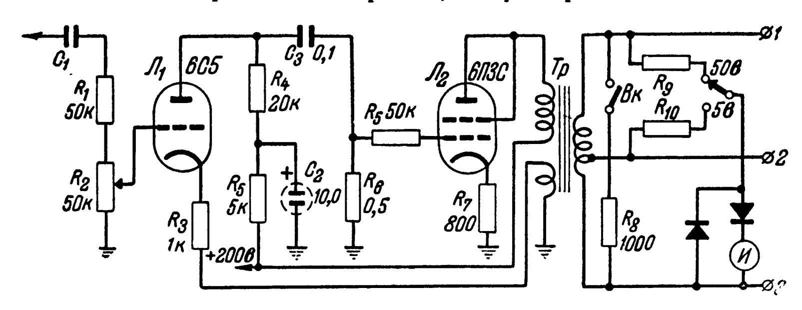


Рис. 11-8. Усилительная часть низкочастотного измерительного генератора с трансформаторным выходом.

Если сопротивление нагрузки генератора значительно отличается от расчетного, то нарушение режима работы выходной лампы приводит к уменьшению выходной мощности и возрастанию нелинейных искажений. С целью уменьшения искажений при работе на высокоомную нагрузку, сопротивление которой в несколько раз превышает расчетное сопротивление $R_н$, параллельно выходным зажимам выключателем *Вк* включают сопротивление R_8, равное по величине $R_н$.

Через первичную обмотку выходного трансформатора *Тр* протекает постоянная составляющая анодного тока лампы $Л_2$, вызывающая подмагничивание сердечника и как следствие возрастание нелинейных искажений. Для уменьшения искажений приходится увеличивать размеры сердечника трансформатора и величину воздушного зазора в нем. При прочих равных условиях искажения будут меньше при выходной лампе, имеющей малое внутреннее сопротивление. Поэтому оконечные пентоды и лучевые тетроды, работающие в усилителях мощности, часто используются в триодном включении.

Действие подмагничивающего тока устраняется при двухтактной схеме усилителя мощности, а также при включении усилителя по однотактной реостатно-трансформаторной схеме, подобной приведенной на рис. 11-9. Здесь выходная лампа $Л_2$ нагружена на сопротивление R_{10}, анодный ток создает на последнем падение напряжения, переменная составляющая которого через конденсатор C_5 подводится к первичной обмотке выходного трансформатора *Тр*.

Наличие выходного трансформатора приводит к искажению частотной характеристики генератора. Если диапазон генератора охватывает и область сверхзвуковых частот, превышающих 20 000 *гц*, то трансформаторный выход неприменим. В этом случае усилитель мощности можно выполнить по схеме, аналогичной рассмотренной выше, при замене трансформатора *Тр* активным сопротивлением; такой выход принципиально может быть только высокоомным. При необходимости работы на низкоомную нагрузку усилитель мощности собирают по схеме катодного повторителя.

Особенностью усилительной части схемы рис. 11-9 является применение в предварительном усилителе пентода $Л_1$, обеспечивающего повышение коэффициента усиления. Кроме того, дополнительная отрицательная обратная связь здесь осуществляется через конденсатор C_3, связывающий анод лампы $Л_2$ с катодом лампы $Л_1$.

Плавная регулировка выходного напряжения при помощи потенциометра R_2 не обеспечивает получения и отсчета малых низкочастотных напряжений. Для решения этой задачи ко вторичной обмотке выходного трансформатора (рис. 11-9) подключен делитель напряжения из сопротивлений R_{11}—R_{15}. Общее сопротивление делителя берется равным расчетному сопротивлению нагрузки $R_н$. При соответствующем расчете сопротивлений делителя при помощи переключателя *П* можно подавать на выходные зажимы определенную долю ($^1/_{10}$, $^1/_{100}$, $^1/_{1000}$ и т. д.) низкочастотного напряжения, подводимого к делителю и измеряемого вольтметром переменного тока *V*.

Отдельные положения переключателя *П* удобно обозначать теми предельными значениями выходного напряжения, при которых стрелка вольтметра отклоняется на всю шкалу. Предположим, что общее сопротивление делителя $R_д = 1\,000$ *ом*, а вольтметр рассчитан на предел измерений 50 *в* при максимально возможном выходном напряжении 40 *в*. Тогда в положении переключателя *П* «5 *в*» на выходные зажимы с сопротивлений $R_{12}+R_{13}+R_{14}+R_{15}=0{,}1\ R_д=$

$=100$ *ом* будет подаваться $^1/_{10}$ напряжения, измеряемого вольтметром. Следовательно, отсчет выходных напряжений может производиться по общей шкале вольтметра, считая, что полное отклонение стрелки измерителя соответствует напряжению 5 *в*.

Одним из преимуществ делителя является то, что при всех положениях переключателя *П*, за исключением положения «50 *в*», величина сопротивления нагрузки практически не влияет на режим работы усилителя мощности.

При работе с делителем выходное сопротивление генератора, измеренное между его зажимами, зависит от положения переключателя *П*. Отсчет выходного напряжения по общему вольтметру будет правилен лишь в том случае, если сопротивление нагрузки значительно превышает выходное сопротивление генератора. Поэтому желательно иметь выходное сопротивление возможно меньшим; это может быть достигнуто без уменьшения выходного напряжения лишь при достаточно большой мощности генератора.

Непостоянство выходного сопротивления затрудняет сравнение результатов измерений, производимых на одной и той же нагрузке при различных положениях пе-

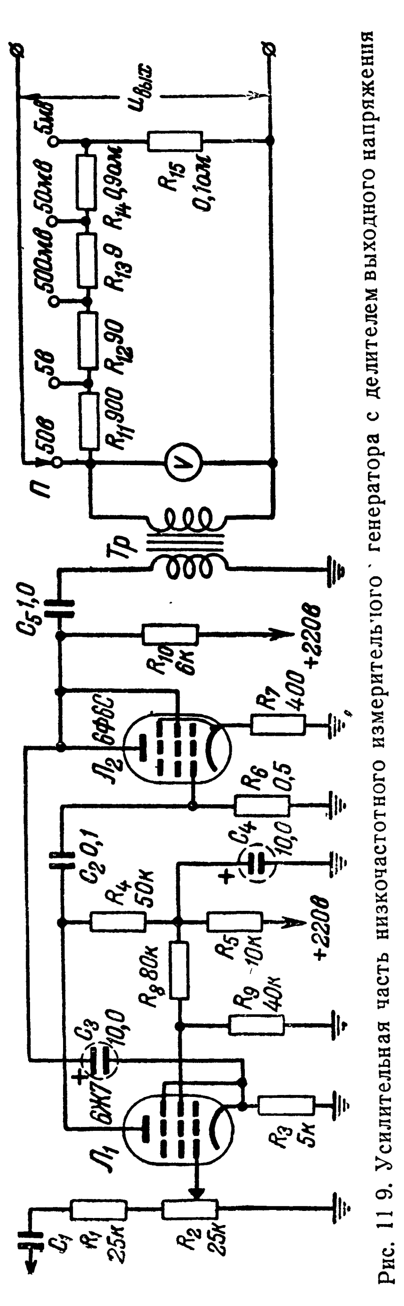


Рис. 11 9. Усилительная часть низкочастотного измерительного генератора с делителем выходного напряжения

реключателя *П*. Этот недостаток устраняется при применении ступенчатых делителей напряжения специального типа, рассматриваемых в § 13-6.

Для уменьшения погрешности отсчета выходного напряжения, которая не должна превышать 10—15%, сопротивления делителя должны быть тщательно подогнаны по своей величине. Их обычно выполняют в виде катушек из константановой или манганиновой проволоки. Все сопротивления делителя, а также проводники, соединяющие их с выходными зажимами и другими элементами схемы, заключают в сплошные экраны; это необходимо для устранения наводок в выходной цепи, затрудняющих получение и отсчет малых выходных напряжений требуемых частот.

Для уменьшения влияния фона и наводок со стороны сети переменного тока рекомендуется лампу и фильтр выпрямителя заключить в металлические экраны, а в анодных цепях питания всех ламп генератора включить развязывающие фильтры.

11-7. Зуммерные генераторы

Зуммерные генераторы представляют собой простейшие источники низкочастотных колебаний, содержащие электромагнитную или электромеханическую систему с прерывающимся контактом в цепи тока.

Зуммерные генераторы встречаются нескольких типов: камертонные, микрофонные, электромагнитные и т. д. На рис. 11-10 приведена схема генератора электромагнитного типа. Его основной частью является электромагнит *Э* со стальным сердечником, подключенный к низковольтному источнику постоянного напряжения *U* (порядка 2—12 *в*). Электромагнит снабжен вторичной обмоткой, позволяющей использовать его как трансформатор, и пружинящим якорем *Я*, который при обесточенной цепи прижимается к контактному винту *К*.

При включении питания через первичную обмотку электромагнита начинает протекать ток, вызывающий намагничивание его сердечника. Якорь *Я* притягивается к сердечнику, отходя от контактного винта *К*. При этом происходит разрыв цепи тока, сердечник размагничивается, и якорь под действием своей упругости возвращается в исходное положение, вновь замыкая цепь. Очевидно, что процесс размыкания и замыкания будет периодически повторяться. В результате в цепи первичной обмотки электромагнита проте-

кает пульсирующий ток, наводящий во вторичной обмотке переменную э. д. с. Вторичная обмотка нагружена на потенциометр R_3, регулирующий переменное напряжение, подводимое к нагрузке.

Создаваемые генератором электрические колебания помимо колебаний основной частоты, равной частоте вибраций якоря, содержат большое число гармонических составляющих, вплоть до диапазона УКВ. Это позволяет использовать зуммерные генераторы в качестве шумовых генераторов, а также в качестве источников высокочастотных колебаний при проверке разнообразной радиоаппаратуры. Основная частота зуммерных генераторов — порядка сотен герц. В небольших пределах она может регулироваться перемещением контактного винта K. Для уменьшения влияния гармоник в выходном напряжении вторичную обмотку электромагнита шунтируют фильтром C_2R_2, необходимые данные которого подбираются опытным путем.

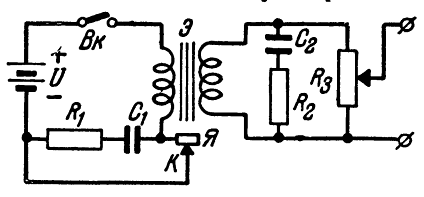


Рис. 11-10. Схема зуммерного генератора.

При работе электромагнита между контактами возникают электрические искры, вызывающие окисление и обгорание контактов. Для уменьшения этого явления контакты изготовляют из серебра, а параллельно контактам включают искрогасительную цепь из конденсатора C_1 емкостью порядка 0,1 *мкф* и сопротивления R_1 порядка 1 000 *ом*. При размыкании контактов происходит заряд конденсатора C_1, который уменьшает перенапряжение, возникающее между контактами в момент разрыва цепи. При замыкании контактов конденсатор C_1 разряжается; величина разрядного тока ограничивается сопротивлением R_1.

Выходное напряжение зуммерного генератора определяется в основном данными обмоток электромагнита и может достигать нескольких десятков или даже сотен вольт. Величина выходной мощности зависит от диаметра провода обмоток, мощности источника питания и сопротивления нагрузки.

В схеме зуммерного генератора можно использовать любое низковольтное электромагнитное реле с контактной системой, работающей на размыкание. Реле дополняется вто-

ричной обмоткой, число витков которой подбирается в зависимости от требуемого выходного напряжения.

Недостатками зуммерных генераторов являются узкий диапазон рабочих частот, большие нелинейные искажения и плохая стабильность частоты.

ГЛАВА ДВЕНАДЦАТАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА МОДУЛЯЦИИ

12-1. Простейшие способы измерения коэффициента модуляции

Необходимость в измерении коэффициента модуляции возникает при испытании, налаживании и эксплуатации радиотелефонных передатчиков и высокочастотных измерительных генераторов. Чем выше коэффициент модуляции, тем большую дальность радиосвязи обеспечивает передатчик; однако следует помнить, что с увеличением глубины модуляции возрастает вероятность искажения радиотелефонной передачи.

Грубая количественная оценка коэффициента модуляции возможна при наличии в передатчике антенного амперметра. Предположим, что при отсутствии модуляции амперметр показывает действующее значение тока в антенне I_1. При модуляции, носящей симметричный характер, действующее значение тока в антенне возрастает до значения

$$I_2 = I_1 \sqrt{1 + \frac{m^2}{2}}, \qquad (12\text{-}1)$$

где коэффициент модуляции m в соответствии с графиком рис. 12-1, *б* равен отношению приращения амплитуды высокочастотного колебания (напряжения тока) ΔA к средней величине этой амплитуды A_c:

$$m = \frac{\Delta A}{A_c}. \qquad (12\text{-}2)$$

На основании двух отсчетов I_1 и I_2 коэффициент модуляции подсчитывают по формуле

$$m = \sqrt{2\left(\frac{I_2^2}{I_1^2} - 1\right)}. \qquad (12\text{-}3)$$

Погрешность измерения рассмотренным способом может достигать 20—30%, что объясняется слабым изменением

тока в антенне при значительном изменении коэффициента модуляции. Из формулы (12-1) следует, что при 100%-ной модуляции ($m=1$) антенный ток возрастает всего на 22% по сравнению с током при выключенной модуляции.

Для измерения коэффициента модуляции можно использовать амплитудный высокочастотный (ламповый или детекторный) вольтметр. К входным зажимам вольтметра через

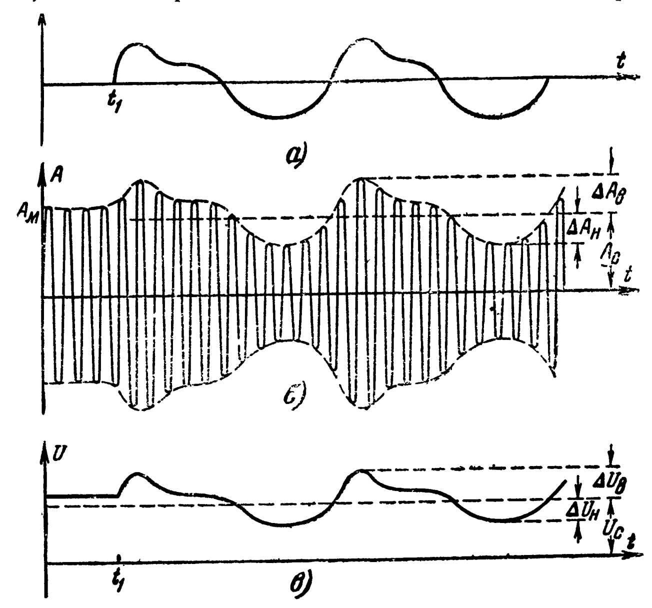


Рис. 12-1. Графики модулирующего колебания низкой частоты (*а*), модулированного колебания высокой частоты (*б*) и выпрямленного напряжения (*в*).

гибкий шнур подключают катушку связи из нескольких витков. Катушку располагают на таком расстоянии от антенной цепи передатчика, при котором стрелка вольтметра по одной из низковольтных его шкал отклоняется при выключенной модуляции примерно до середины шкалы. Если при этом вольтметр показывает напряжение U_1, то при включении модуляции его показания возрастут до значения

$$U_2 = U_1(1+m). \quad (12\text{-}4)$$

Отсюда

$$m = \frac{U_2}{U_1} - 1. \quad (12\text{-}5)$$

Амплитудный вольтметр обеспечивает более высокую (порядка 10%) точность измерения коэффициента модуляции, чем антенный амперметр, вследствие расширения используемого участка шкалы; так, при 100%-ной модуляции, как это следует из формулы (12-4), показания вольтметра увеличиваются в 2 раза. Однако при относительно низких частотах модуляции (менее 500—800 *гц*) и несимметричной форме модулирующего напряжения погрешность измерений возрастает в сторону занижения показаний.

Широкие возможности для наглядного исследования модулированных колебаний и измерения их коэффициента модуляции предоставляют электронные осциллографы (см. § 19-12).

12-2. Модулометры с двукратным детектированием

Точность измерения коэффициента модуляции порядка 5% и выше обеспечивают специальные приборы — *измерители модуляции* или, как их часто называют, *модулометры*. Среди разнообразных систем этих приборов наиболее доступными для самостоятельного изготовления являются модулометры с двукратным и трехкратным детектированием исследуемого колебания.

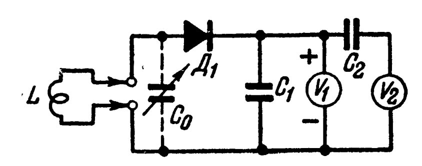


Рис. 12-2. Упрощенная схема модулометра с двукратным детектированием.

Модулометры, работающие по методу двукратного детектирования, представляют собой, по существу, сочетание двух вольтметров: высокочастотного и низкочастотного. Прибор, упрощенная схема которого приведена на рис. 12-2, работает следующим образом. Выносная катушка L, соединенная с модулометром гибким двухпроводным шнуром, подносится к антенной цепи исследуемого передатчика. Наводимое в катушке модулированное напряжение высокой частоты подводится к линейному диодному вольтметру, состоящему из лампового или кристаллического диода $Д_1$ и вольтметра магнитоэлектрической системы V_1. Для создания линейного режима детектирования сопротивление вольтметра V_1 должно значительно превышать внутреннее сопротивление диода $Д_1$, а входное напряжение высокой частоты не должно быть слишком малым. При испытании маломощ-

ных генераторов может возникнуть необходимость увеличения входного напряжения. Тогда параллельно катушке L включают конденсатор переменной емкости C_0; образующийся при этом колебательный контур настраивают на частоту исследуемых колебаний по максимальному показанию вольтметра V_1.

В цепи диода $Д_1$ протекает выпрямленный ток, высокочастотные составляющие которого отфильтровываются конденсатором C_1 емкостью 100—500 *пф*. Постоянная составляющая и составляющая тока низкой частоты создают на нагрузке диода — вольтметре V_1 — пульсирующее напряжение, форма кривой которого подобна по своему характеру показанной на рис. 12,1 *в*. Из графика видно, что пульсирующее напряжение содержит составляющую частоты модуляции с амплитудами $\Delta U_в$ и $\Delta U_н$, пропорциональными амплитудам $\Delta A_в$ и $\Delta A_н$ огибающей модулированного колебания, и постоянную составляющую U_c. Величина последней, пропорциональная среднему значению A_c амплитуды несущей частоты, измеряется вольтметром V_1.

Напряжение частоты модуляции, падающее на вольтметре V_1, через конденсатор C_2 емкостью 0,1 — 1 *мкф* подводится к амплитудному ламповому или детекторному вольтметру V_2, измеряющему в зависимости от схемы включения одну из амплитуд этого напряжения $\Delta U_в$ или $\Delta U_н$. Очевидно, что отношение показаний U_2 вольтметра V_2 к показаниям U_1 вольтметра V_1 и будет равно искомому коэффициенту модуляции:

$$m=\frac{\Delta A}{A_c}=\frac{\Delta U}{U_c}=\frac{U_2}{U_1}. \qquad (12\text{-}6)$$

Если показания вольтметра V_1 при измерении коэффициента модуляции поддерживать строго определенной величины, то шкалу вольтметра V_2 можно проградуировать непосредственно в значениях коэффициента модуляции. Например, при неизменном напряжении $U_1=10$ *в* напряжению $U_2=3$ *в* будет соответствовать коэффициент модуляции $m=30\%$, а при $U_2=7$ *в*—коэффициент модуляции $m=70\%$. Получение показания вольтметра V_1, требуемого для непосредственного отсчета коэффициента модуляции, достигается точным подбором связи между выносной катушкой и выходным контуром передатчика; практически такой способ регулировки не вполне удобен.

На рис. 12-3 приведена принципиальная схема модулометра с двукратным детектированием. Сопротивление R_3 и индикатор $И_1$ образут здесь вольтметр постоянного тока, на шкале которого наносится риска, соответствующая положению стрелки при непосредственном отсчете коэффициента модуляции. Для получения этого положения величина модулированного напряжения, подводимого к диоду $Д_1$, может регулироваться грубо — подбором связи с передатчиком и плавно — потенциометром R_1. Фильтр высокой частоты с целью усиления его действия составлен из конденсаторов C_1 и C_2 и сопротивления R_2 (вместо последнего можно включить дроссель высокой частоты). Амплитудный

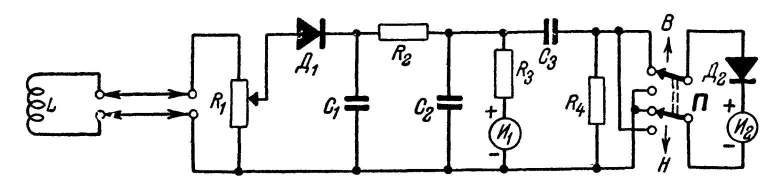


Рис. 12-3. Схема модулометра с двукратным детектированием и двумя измерителями.

вольтметр содержит конденсатор C_3, сопротивление R_4, диод $Д_2$ и измеритель $И_2$. В зависимости от установки переключателя $П$ показания измерителя $И_2$ будут пропорциональны амплитуде верхней или нижней полуволны огибающей модулированного колебания, что позволяет производить раздельный отсчет соответствующих коэффициентов модуляции. При отказе от использования переключателя $П$ будет измеряться одно из значений коэффициента модуляции.

Схема рис. 12-3 широко применяется в высокочастотных измерительных генераторах, где она одновременно используется для отсчета выходного напряжения (по показаниям измерителя $И_1$) и отсчета коэффициента модуляции (по показаниям измерителя $И_2$). При этом высокочастотное напряжение подводится непосредственно к прибору, без катушки связи, а вместо потенциометра R_1 используется делитель выходного напряжения генератора (§ 13-6). Так как выходное напряжение высокочастотных измерительных генераторов не превышает десятых долей вольта, то напряжение, подводимое к амплитудному вольтметру, иногда приходится предварительно усиливать.

Недостатком схемы рис. 12-3 является необходимость наличия двух измерителей $И_1$ и $И_2$. Схема модулометра

рис. 12-4 позволяет обойтись с одним измерителем. Здесь получение исходного режима производится при установке переключателя *П* в положение *УСТ* с помощью переменного сопротивления R_1 в цепи выпрямленного тока.

Для отсчета коэффициента модуляции переключатель переводят в положение «m%». Постоянно включенные в схему шунты R_3 и R_4, имеющие небольшое сопротивление,

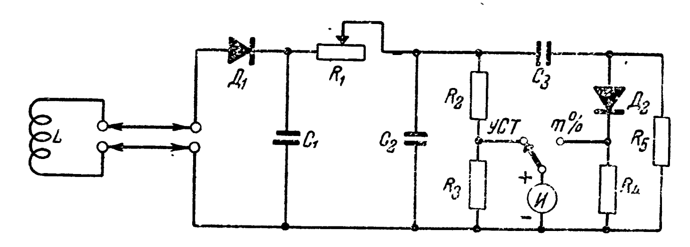


Рис. 12-4. Схема модулометра с двукратным детектированием и одним измерителем.

служат для того, чтобы при переключениях измерителя режим работы прибора не нарушался.

Модулометры обычно помещают в металлические кожухи, которые экранируют их цепи от непосредственного воздействия электромагнитных полей передатчика. Если модулометр предназначен для работы в широком диапазоне высоких частот, то приходится применять несколько сменных катушек связи *L*.

12-3. Модулометры с трехкратным детектированием

На рис. 12-5 приведена схема модулометра с тремя детекторами. В этой схеме используется один измеритель *И*, включенный таким образом, что переход от режима предварительной установки к режиму измерения не требует производства переключений.

Напряжение высокой частоты, наводимое в катушке *L* и регулируемое по величине потенциометром R_1, линейно детектируется диодом $Д_1$. В цепи этого диода последовательно с сопротивлением R_2 включен измеритель *И*; стрелка измерителя отклоняется под действием постоянной составляющей выпрямленного тока I_1, протекающей в направлении, показанном на схеме сплошными стрелками.

Высокочастотное напряжение, индуктируемое в катушке *L*, одновременно линейно детектируется диодом $Д_2$. На его

сопротивлении нагрузки R_3 создается пульсирующее напряжение. Составляющая частоты модуляции этого напряжения измеряется амплитудным диодным вольтметром, состоящим из конденсатора C_3, диода $Д_3$, сопротивления R_4 и измерителя $И$. Через измеритель в направлении, показанном пунктирной стрелкой, протекает постоянная составляющая I_2 выпрямленного диодом $Д_3$ тока.

Таким образом, при модуляции через измеритель протекают в противоположных направлениях два тока: I_1, пропорциональный напряжению несущей частоты, и I_2, пропорциональный амплитуде огибающей модулированного напряжения.

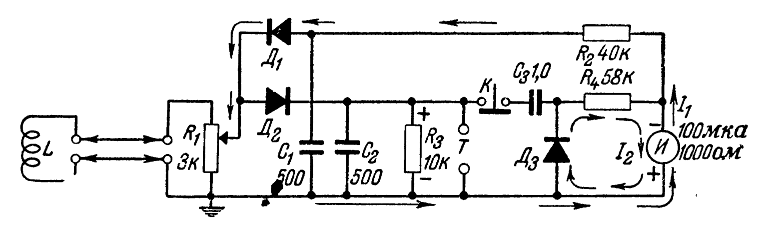


Рис. 12-5. Схема модулометра с трехкратным детектированием.

При выключенной модуляции с помощью переменного сопротивления R_1 добиваются того, чтобы стрелка измерителя под действием тока I_1 отклонилась на всю шкалу. Затем на передатчик подают модулирующее напряжение. При этом через измеритель потечет ток обратного направления I_2, пропорциональный в конечном итоге коэффициенту модуляции и уменьшающий угол отклонения стрелки. Сопротивления R_3 и R_4 можно подобрать так, чтобы при 100%-ной модуляции ток обратного направления I_2 был равен току полного отклонения измерителя, т. е. чтобы результирующий ток был равен нулю. Тогда для отсчета будет использоваться вся шкала измерителя, которая градуируется непосредственно в значениях коэффициента модуляции. При этом максимальному отклонению стрелки соответствует 0 шкалы модулометра, а началу шкалы — «100%», т. е. отсчет коэффициента модуляции ведется справа налево.

Чтобы можно было пользоваться прибором при непрерывной модуляции, а также для получения точных результатов при несимметричной модуляции (когда среднее значение амплитуд модулированного колебания может не соответствовать амплитуде несущей частоты при отсутствии

модуляции), в модулометре предусмотрена возможность предварительной регулировки прибора и при включенной модуляции. Для этого нажимают кнопку K, разрывая тем самым входную цепь амплитудного вольтметра. При этом стрелка измерителя будет отклоняться только под действием постоянной составляющей выпрямленного тока диода $Д_1$.

При достаточно точной градуировке модулометра погрешность измерения не превышает 5%. Изменение частоты модулирующего напряжения в пределах от 200 до 10 000 *гц* не вызывает изменений показаний модулометра.

Модулометры, работающие в режиме детектирования, можно использовать для прослушивания модулирующего сигнала. В рассматриваемой схеме для этой цели служат гнезда T, присоединенные параллельно сопротивлению R_3 и предназначенные для подключения телефонов. При измерении коэффициента модуляции телефоны должны выключаться. Выпрямленное напряжение с гнезд T может также подаваться на отклоняющие пластины электронного осциллографа для исследования формы модулирующего сигнала.

12-4. Измерение девиации частоты

Частотная модуляция, широко применяемая в технике УКВ-радиовещания, заключается, как известно, в изменении частоты сверхвысокочастотных колебаний в соответствии с величиной модулирующего напряжения. Основными параметрами, характеризующими частотно-модулированные (ЧМ) колебания, являются *коэффициент частотной модуляции*

$$m_f = \frac{\Delta f}{\Delta f_м} \tag{12-7}$$

и индекс частотной модуляции

$$N_f = \frac{\Delta f}{F}, \tag{12-8}$$

где Δf — амплитуда отклонения частоты от среднего значения несущей частоты (девиация частоты);

$\Delta f_м$ — максимально допустимое отклонение частоты;

F — частота модулирующего синусоидального напряжения.

При использовании в качестве источника модуляции измерительного генератора частоту модуляции F можно считать известной. Известна также и максимально допустимая девиация частоты $\Delta f_м$, которая для ЧМ-радиовещания принята равной 75 *кгц*, а для звукового сопровождения телевизионных передач—25 *кгц*. Следовательно, для определения параметров ЧМ-колебания достаточно измерить девиацию частоты Δf.

Непосредственное измерение девиации частоты с точностью порядка $\pm$ 10% может быть произведено прибором, блок-схема которого

показана на рис. 12-6. Этот прибор представляет собой, по существу, приемник ЧМ-колебаний супергетеродинного типа, нагрузкой которого служит вольтметр переменного тока V_1.

Исследуемый ЧМ-сигнал подводится к смесителю, на который одновременно подается напряжение от гетеродина. Полученные колебания промежуточной частоты усиливаются.

Для уменьшения погрешности измерения необходимо, чтобы ЧМ-колебания, воздействующие на частотный детектор, не были модулированы по амплитуде, т. е. чтобы они имели постоянную и притом вполне определенную амплитуду при любой (превышающей мини

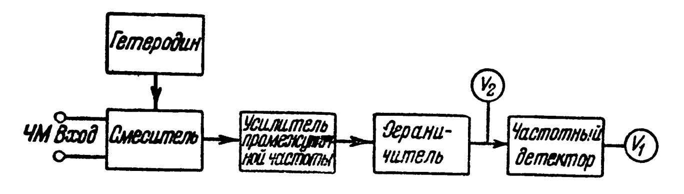


Рис. 12-6. Блок-схема прибора для измерения девиации частоты.

мально допустимое значение) величине входного сигнала. Поддержание постоянства амплитуды достигается усилением сигнала по промежуточной частоте и последующим ограничением его амплитуды. В ограничителе предусмотрена возможность некоторой регулировки выходного напряжения, величина которого контролируется вольтметром V_2.

Частотный детектор преобразует ЧМ-колебания промежуточной частоты в напряжение низкой частоты, величина которого пропорциональна девиации частоты. Это позволяет проградуировать шкалу выходного вольтметра V_1 непосредственно в значениях девиации частоты.

Помимо рассмотренного метода измерения, примененного в измерителе частотной модуляции ИЧМ-1, параметры ЧМ-колебаний измеряют также с помощью электронных осциллографов.

ГЛАВА ТРИНАДЦАТАЯ

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

13-1. Общие сведения

Высокочастотные измерительные генераторы являются маломощными источниками электрических колебаний высокой частоты, регулируемых по напряжению и частоте.

Высокочастотные измерительные генераторы применяются главным образом при испытании и налаживании радиоприемных устройств. Создаваемые ими колебания высокой частоты подаются на входы радиоприемников и заменяют

для последних сигналы передатчиков, наводимые при действительном приеме в антеннах. Для расширения технических возможностей генераторов в них обычно предусматривается возможность модуляции выходного напряжения колебаниями звуковой частоты. Высокочастотные генераторы используются также в качестве источников питания специальных измерительных схем, предназначенных для измерения на высоких частотах емкостей, индуктивностей, активных сопротивлений, параметров колебательных контуров и антенн и т. п.

Высокочастотные генераторы, допускающие плавную регулировку и отсчет частоты, коэффициента модуляции и ве-

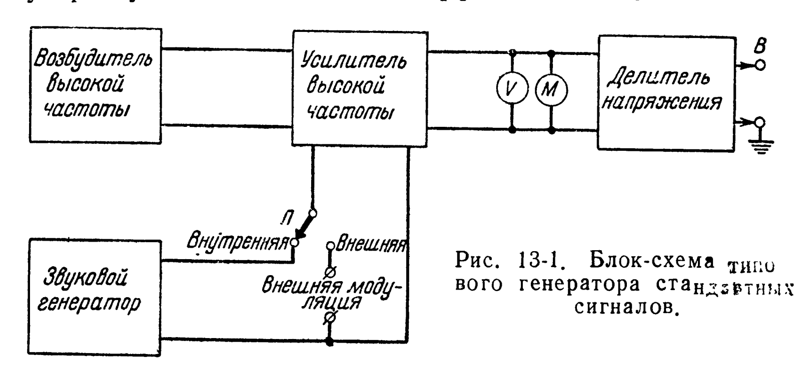


Рис. 13-1. Блок-схема типового генератора стандартных сигналов.

личины выходного напряжения, называют *генераторами стандартных сигналов*. Блок-схема генератора стандартных сигналов, работающего с амплитудной модуляцией, приведена на рис. 13-1. Основной частью генератора является *возбудитель*, предназначенный для создания синусоидальных колебаний в заданном диапазоне высоких частот. *Усилитель высокой частоты*, используемый в качестве буфера, повышает стабильность работы возбудителя и улучшает форму выходного сигнала при одновременном увеличении его амплитуды. *Делитель напряжения* обеспечивает получение на выходе напряжения любой практически необходимой величины, обычно в пределах от 1 *мкв* до 0,1—1 *в*. Величина выходного напряжения, подводимого к делителю, контролируется *ламповым вольтметром переменного тока* V.

Амплитудная модуляция высокочастотных колебаний осуществляется воздействием напряжения низкой частоты, создаваемого специальным *звуковым генератором*, на лампу усилителя высокой частоты. Звуковой генератор обычно работает на фиксированной частоте 400 или 1 000 *гц*. Но

для некоторых испытаний, например для снятия кривой верности радиоприемника, требуется высокочастотное напряжение с регулируемой в пределах звукового диапазона частотой модуляции. Совмещение в одной конструкции высокочастотного и низкочастотного измерительных генераторов не всегда целесообразно вследствие увеличения габаритов и веса прибора, усложнения его экранировки и т. д. Поэтому, ограничиваясь внутренним звуковым генератором, работающим на фиксированной частоте, одновременно предусматривают возможность модуляции высокочастотных колебаний любой частотой звукового диапазона от внешнего низкочастотного генератора; напряжение последнего подводят к зажимам *«Внешняя модуляция»*. Измерение коэффициента модуляции, величина которого может регулироваться, производится *модулометром М*.

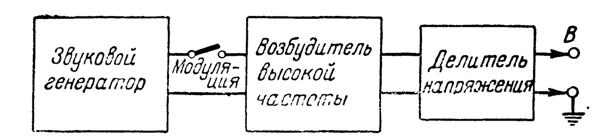


Рис. 13-2. Блок-схема простейшего сигнал-генератора.

Во многих практических случаях налаживание радиоприемника можно провести при помощи более простого прибора, называемого *генератором сигналов* или *сигнал-генератором*. Простейший сигнал-генератор, блок-схема которого приведена на рис. 13-2, содержит возбудитель высокой частоты, генератор фиксированной звуковой частоты 400 или 1 000 *гц* и делитель выходного напряжения. Коэффициент модуляции при регулировке прибора устанавливают порядка 30% подбором напряжения, подводимого от звукового генератора к возбудителю.

Высокочастотные генераторы, плавно перекрывающие широкий диапазон частот, пригодны для работы с самой разнообразной радиоаппаратурой. В производственной и ремонтной практике для испытания и налаживания определенных типов радиоприемников иногда оказывается удобнее применять сигнал-генераторы упрощенной конструкции, которые работают на нескольких фиксированных частотах, выбираемых в пределах требуемого диапазона; такие генераторы кроме фиксированных настроек часто имеют небольшой плавно регулируемый поддиапазон в области промежуточных частот 110—115 *кгц* или 465 *кгц*.

Точность градуировки и отсчета частоты в высокочастотных измерительных генераторах обычно не превышает 1%, поэтому их можно использовать лишь для приближенной проверки градуировки радиоприемников.

13-2. Высокочастотные генераторы с возбудителями, работающими по трехточечным схемам

Схемы возбудителей аналогичны схемам гетеродинов приемников, соответствующих диапазонов; в них лишь отсутствуют элементы сопряжения. С целью упрощения схемы и конструкции от возбудителей не требуют очень высокой точности градуировки по частоте, допуская погрешность порядка 1—2%. В то же время весьма существенно, чтобы частота генерируемых колебаний была стабильна во времени, имела мало гармоник и практически не зависела от выходной нагрузки генератора, а амплитуда колебаний мало изменялась в пределах частотного диапазона.

Указанным требованиям удовлетворяет трехточечная схема возбудителя с автотрансформаторной обратной связью, изображенная в левой части рис. 13-3, при условии ее выполнения из высококачественных, стойких к температурным влияниям деталей и работы в нормальном температурном режиме и при стабильных напряжениях питания. Она находит применение в генераторах, работающих на частотах до 50—100 *Мгц*. При использовании в колебательном контуре переменного конденсатора C_5 с максимальной емкостью 400—500 *пф* можно получить перекрытие частот порядка 3 : 1. Для полного перекрытия всего частотного диапазона переключают катушки индуктивности L_1, расчет которых совершенно аналогичен расчету контурных катушек радиоприемников. С целью подгонки выбранных частотных поддиапазонов катушки снабжают регулируемыми карбонильными или магнетитовыми сердечниками. Для той же цели параллельно контурным катушкам иногда включают индивидуальные подстроечные конденсаторы с максимальной емкостью до 30 *пф*. Для исключения влияния неработающих катушек последние желательно закорачивать.

В рассматриваемой схеме катод лампы $Л_1$ находится под потенциалом высокой частоты, а анод соединен с заземленным концом контура через непроволочное сопротивление R_1 и конденсатор большой емкости C_1 в цепи развязки анодного питания. Этим, с одной стороны, достигается заземление ротора переменного конденсатора, а с другой стороны,

несколько повышается устойчивость работы возбудителя, так как напряжение высокой частоты снимается не с контура, а с сопротивления R_1 в анодной цепи лампы. Сопротивление R_3, включенное параллельно части контурной катушки L_1, уменьшая амплитуду генерируемых колебаний, в то же время делает ее более постоянной по диапазону.

В генераторах стандартных сигналов между возбудителем и делителем выходного напряжения включают усилитель высокой частоты; это способствует повышению стабильности частоты генерируемых колебаний, практически устраняя влияние нагрузки. Желательно, чтобы усилитель был резонансным. Тогда наличие второго колебательного контура, настроенного на основную частоту колебаний, приведет к фильтрации гармоник, обеспечивая хорошую синусоидальность формы выходного напряжения. Подобная схема усилителя на пентоде $Л_2$ показана в правой части рис. 13-3. Включенное параллельно контуру сопротивление R_6 выравнивает по диапазону резонансное сопротив-

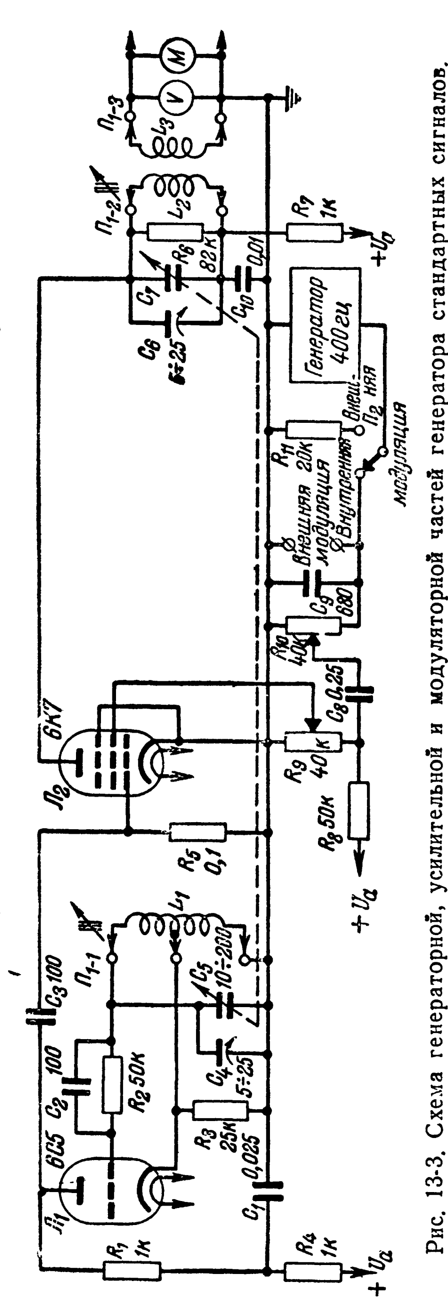


Рис. 13-3. Схема генераторной, усилительной и модуляторной частей генератора стандартных сигналов.

ление контура, тем самым обеспечивая постоянство коэффициента усиления. Кроме того, сопротивление R_6 способствует расширению полосы пропускания усилителя, что важно для обеспечения неискаженного прохождения составляющих модулированного колебания. Включенные в контуры усилителя и возбудителя подстроечные конденсаторы C_6 и C_4 используются для выравнивания начальных емкостей контуров и подбора требуемого перекрытия поддиапазонов.

Выходное напряжение усилителя на катушке связи L_3, нагруженной на делитель напряжения, измеряется ламповым вольтметром V. Желательно, чтобы это напряжение при любой настройке генератора оставалось постоянным, например равным 1 *в*. Автоматическая регулировка выходного напряжения связана со значительным усложнением прибора. Поэтому в схеме применена ручная регулировка выхода, осуществляемая потенциометром R_9, который позволяет плавно изменять постоянное напряжение на экранной сетке лампы $Л_2$, а следовательно, и усиление каскада.

Наличие второго контура с набором катушек и переменным конденсатором, спаренным с конденсатором возбудителя, усложняет конструкцию генератора Поэтому усилитель иногда выполняется апериодическим, вместо контура включают активное сопротивление, связанное емкостью с делителем выходного напряжения. При этом наличие гармоник в выходном напряжении будет уменьшать точность измерения напряжения несущей частоты на выходе. В некоторых случаях гармоники генераторов, работающих в диапазоне коротких волн, удается использовать для настройки высокочастотных трактов УКВ-аппаратуры метрового диапазона.

В системе возбудитель—усилитель модуляцию высокочастотных колебаний производят в усилителе. Этим устраняется частотная модуляция, которая обычно сопутствует амплитудной модуляции, если последняя осуществляется воздействием непосредственно на возбудитель. В усилителях, работающих на пентодах, модулирующее напряжение подают на экранную или защитную сетку. На рис. 13-3 показан способ модуляции на экранную сетку. При установке переключателя $П_2$ в положение *Внутренняя* напряжение частоты 400 *гц* подается от внутреннего звукого генератора на потенциометр R_{10}, а с него через разделительный конденсатор C_8 на потенциометр R_9 и далее на экранную сетку. При таком включении регулировка потенциометром R_9 постоян-

ного напряжения на экранной сетке сопровождается одновременным и пропорциональным изменением низкочастотного напряжения на этой сетке и потому не вызывает изменения коэффициента модуляции. Регулировка коэффициента модуляции производится потенциометром R_{10}. Для получения глубокой модуляции требуется модулирующее напряжение порядка 70—100 *в*. Напряжение частоты 400 *гц* поступает также на зажимы *Внешняя модуляция*, что создает возможность его проверки и использования.

При установке переключателя $П_2$ в положение *Внешняя* генератор может работать в двух режимах. Если зажимы *Внешняя модуляция* свободны, то колебания на выходе бу-

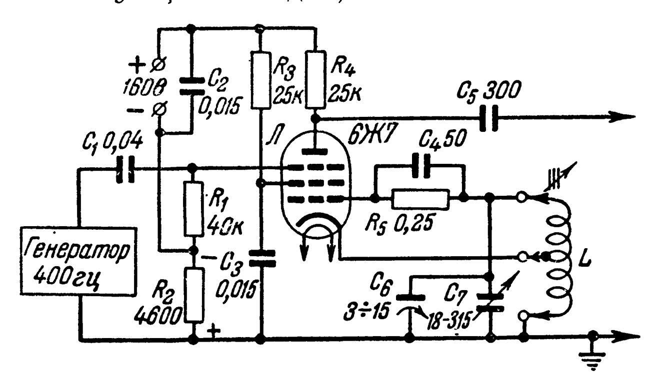


Рис. 13-4. Схема высокочастотного возбудителя с электронной связью и модуляцией на защитной сетке.

дут незатухающими. При подведении к зажимам напряжения низкой частоты от внешнего звукового генератора высокочастотные колебания будут промодулированы соответствующей звуковой частотой. Сопротивление R_{11} является балластной нагрузкой для внутреннего генератора, позволяющей сохранить одинаковую нагрузку источника питания прибора в обоих положениях переключателя $П_2$.

В сигнал-генераторах, где усилитель высокой частоты отсутствует, находит применение схема возбудителя с электронной связью, изображенная на рис. 13-4. Здесь катод и первые две сетки пентода *Л* образуют триодный генератор, работающий по трехточечной схеме с автотрансформаторной обратной связью. Возбуждаемые высокочастотные колебания управляют анодным током лампы. Напряжение высокой частоты снимается с сопротивления анодной нагрузки R_4 и через конденсатор C_5 подается на выходной делитель.

Так как анодная цепь связана с генераторной частью лампы лишь через общий электронный поток, то изменение нагрузки мало влияет на частоту колебаний. Для уменьшения гармоник в выходном напряжении вместо сопротивления R_4 может быть включен колебательный контур.

В рассматриваемой схеме модуляция осуществляется на защитной сетке. Для получения неискаженной модуляции на защитную сетку должно подаваться небольшое отрицательное смещение. Напряжение смещения снимается с сопротивления R_2, через которое протекают постоянные составляющие анодного и экранного токов. Необходимая величина напряжения для получения 30%-ной модуляции составляет всего лишь несколько вольт.

Частотная модуляция, возникающая в подобных возбудителях, создает девиацию частоты, которая может достигать нескольких сотен герц; это делает непригодными сигнал-генераторы для снятия резонансных характеристик радиоприемников.

13-3. Измерительные генераторы с транзитронными возбудителями

Недостатками возбудителей, работающих по схемам с автотрансформаторной обратной связью, являются трудности подбора и регулировки контурных катушек, имеющих отводы для обратной связи, и применение переключателей поддиапазонов сравнительно сложной конструкции. С этой точки зрения несомненное преимущество имеют транзитронные схемы возбудителей, хотя они и уступают трехточечным схемам в отношении величины гармоник и постоянства амплитуды генерируемых колебаний.

Схема транзитронного возбудителя на преобразовательной лампе 6А8 приведена в левой части рис. 13-5. У лампы ток четвертой сетки i_4 возрастает при увеличении напряжения на этой сетке u_4 и уменьшается при увеличении напряжения на второй сетке u_2. Подбором режима работы лампы можно добиться, чтобы действие напряжения u_2 сказывалось на величине тока i_4 сильнее, чем действие напряжения u_4. Тогда при одновременном и пропорциональном увеличении напряжений u_4 и u_2 ток четвертой сетки будет уменьшаться, и наоборот, уменьшение этих напряжений вызовет возрастание тока i_4. В этом случае участок лампы четвертая сетка — катод будет представлять для переменного тока отрицательное активное сопротивление. Включив параллельно этому участку колебательный контур, получим гене-

ратор с самовозбуждением, так как наличие отрицательного активного сопротивления приведет к возникновению колебаний.

Пропорциональное изменение переменных напряжений на четвертой и второй сетках достигается параллельным соединением этих сеток по высокой частоте через конденсатор C_3. Для усиления действия второй сетки на ток i_4 на экранные сетки подают сравнительно небольшое постоянное напряжение, а управляющую сетку соединяют с катодом.

Транзитронные схемы позволяют обеспечить высокую стабильность частоты генерируемых колебаний. Катушки их контуров не имеют отводов и легко подгоняются, а переключатели поддиапазонов могут иметь самую простую конструкцию. Для выравнивания амплитуды колебаний по поддиапазонам параллельно контурным катушкам включают непроволочные сопротивления.

Генерируемые возбудителем колебания могут сниматься с анода, имеющего электрон-

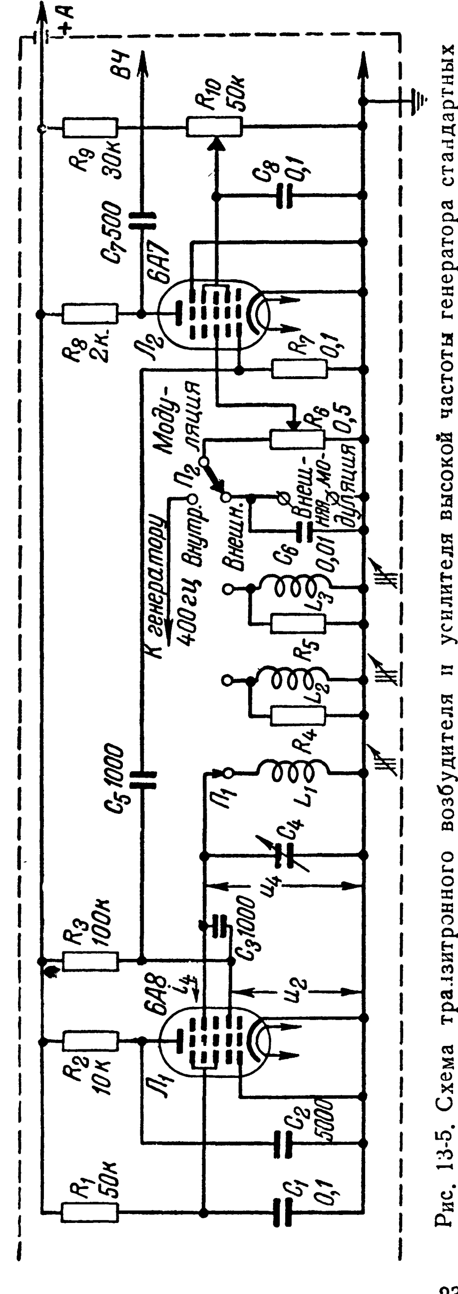


Рис. 13-5. Схема транзитронного возбудителя и усилителя высокой частоты генератора стандартных сигналов.

ную связь с генераторной частью лампы, или со второй сетки. Первый способ применяется в сигнал-генераторах, не содержащих усилителя высокой частоты, так как он обеспечивает малое влияние нагрузки на частоту колебаний. Однако колебания, снимаемые с анода, оказываются весьма богаты гармониками. Поэтому в генераторах стандартных сигналов предпочитают снимать высокочастотное напряжение со второй сетки, где форма его ближе к синусоидальной; в этом случае анод лампы заземляется по высокой частоте с помощью конденсатора большой емкости. Возможное влияние выходной части генератора на частоту нейтрализуется наличием буферного каскада усилителя. В схеме рис. 13-5 буфер-

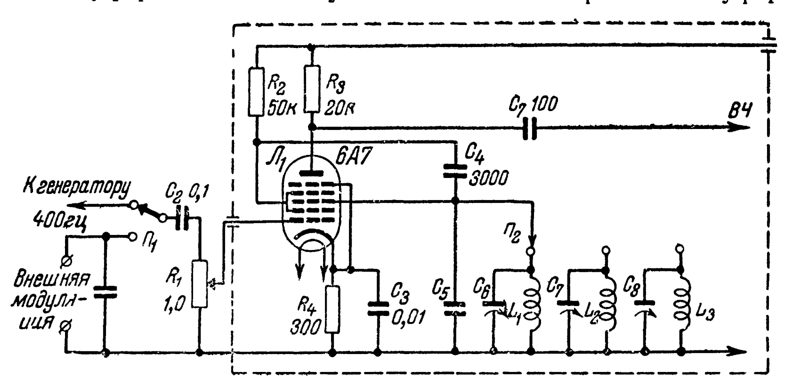


Рис. 13-6. Схема транзитронного возбудителя на лампе 6А7.

ный каскад выполнен на лампе 6А7. Модулирующее напряжение подается на третью сетку лампы. Потенциометр R_{10} в цепи экранных сеток является плавным регулятором выходного напряжения. При необходимости ослабления действия гармоник сопротивление R_8 в анодной цепи следует заменить колебательным контуром, настраиваемым на основную частоту колебаний.

Схема рис. 13-6 соответствует одному из распространенных вариантов транзитронного возбудителя, собранного на лампе 6А7 и работающего без буферного усилителя. В отличие от предыдущей схемы здесь транзитронный режим создан для третьей сетки, связанной по высокой частоте через конденсатор C_4 с экранными сетками. Модулирующее напряжение подается на первую сетку; необходимая его величина при 100%-ной модуляции не превышает 1—2 *в*. Автоматическое смещение, создаваемое катодным сопротивле-

нием R_4, обеспечивает работу без сеточного тока, что способствует уменьшению искажений при модуляции.

Для проверки радиоприемников в полевых условиях весьма удобны простые в изготовлении одноламповые сигнал-генераторы, одна из возможных схем которых, разработанная радиолюбителем Б. Якоби, показана на рис. 13-7.

В этой схеме колебания высокой и звуковой частот возникают и действуют одновременно в одних и тех же цепях

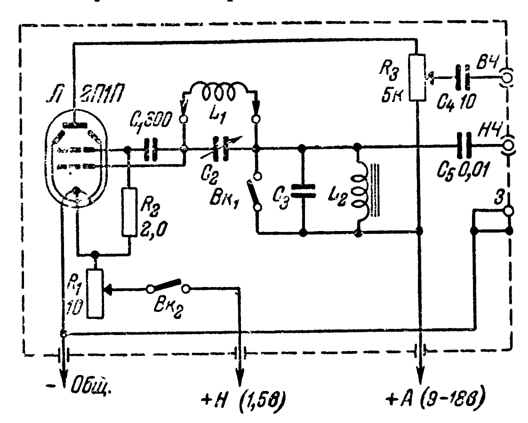


Рис. 13-7. Схема однолампового транзитронного генератора с общими цепями низкой и высокой частоты.

лампы 2П1П, работающей в транзитронном режиме и питаемой от низковольтных сухих батарей. Для плавной регулировки выходного напряжения служит потенциометр R_3, являющийся одновременно сопротивлением анодной нагрузки. В генераторе, помимо высокочастотных выходов, есть выход модулирующей частоты 400 *гц*. Для получения незатухающих колебаний высокой частоты низкочастотный контур закорачивается выключателем $Вк_1$.

13-4. Высокочастотные генераторы с двухкаскадными возбудителями

Стабильные по частоте колебания с малым содержанием гармоник можно получить при работе возбудителя по схеме рис. 13-8. Такой возбудитель по существу представляет собой двухкаскадный усилитель с глубокой отрицательной обратной связью, дополненный цепью положительной обратной связи, избирательной по частоте.

Первый каскад возбудителя работает как катодный повторитель. Его нагрузкой служит сопротивление R_1 в цепи катода лампы $Л_1$, на котором создается переменное напряжение $u_к$, совпадающее по фазе с переменным напряжением u_{c1}, действующим между сеткой и катодом лампы, но несколько меньшее его по величине.

Напряжение $u_к$ создает на сетке лампы $Л_2$ противоположное ему по фазе напряжение u_{c2}, которое усиливается вторым каскадом — реостатным усилителем. Очевидно, что переменное напряжение u_{a2}, возникающее между анодом

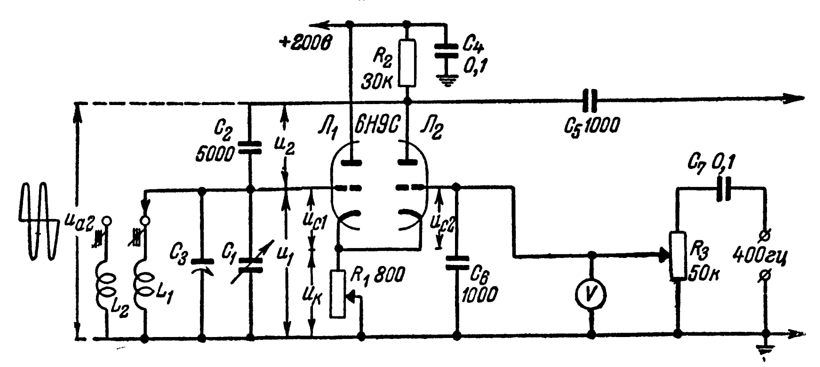


Рис. 13-8. Схема двухкаскадного высокочастотного возбудителя.

лампы $Л_2$ и корпусом, противоположно по фазе напряжению u_{c2} и совпадает по фазе с исходным напряжением u_{c1}. Напряжение u_{a2} подается на делитель, состоящий из конденсатора C_2 и колебательного контура $L_1C_1C_3$. Самовозбуждение произойдет в том случае, если напряжение обратной связи, падающее на колебательном контуре, будет достаточной величины и совпадет по фазе с напряжением u_{a2}. Первое условие достигается выбором конденсатора C_2 сравнительно большой емкости и работой колебательного контура при частоте, близкой к резонансной, при которой его сопротивление велико. Для выполнения второго условия необходимо, чтобы фазовый сдвиг между током и напряжением для конденсатора C_2, имеющего некоторые потери, и для колебательного контура был одинаковым. Это будет иметь место лишь на одной определенной частоте, при которой сопротивление контура имеет емкостный характер. Эта частота несколько превышает резонансную частоту настройки контура; поэтому изменение последней приводит

к соответствующему изменению частоты возбуждаемых колебаний.

Амплитуда колебаний зависит от величины сопротивления R_1, определяющего действие отрицательной обратной связи. Наилучшие результаты получаются при глубокой отрицательной обратной связи, когда амплитуда генерируемых колебаний мала; при этом форма колебаний оказывается близкой к синусоидальной, а частота становится весьма стабильной и мало зависит от напряжений питания и других факторов. Для подбора оптимального режима и поддержания постоянства амплитуды генерируемых колебаний сопротивление R_1 обычно берут переменным.

При необходимости получения модулированных высокочастотных колебаний модуляцию производят воздействием низкочастотного напряжения на управляющую сетку лампы $Л_2$. В приведенной схеме величина модулирующего напряжения измеряется детекторным вольтметром V, шкала которого может быть проградуирована непосредственно в значениях коэффициента модуляции; градуировка прибора будет справедлива лишь при определенной амплитуде высокочастотных колебаний, генерируемых возбудителем.

13-5. Регулировка частоты высокочастотных генераторов

Высокочастотные генераторы, предназначенные для испытания радиовещательных приемников, должны перекрывать диапазон частот примерно от 100 *кгц* до 12 *Мгц*. Этот диапазон должен быть расширен не менее чем до 30 *Мгц*, если предусматривается испытание коротковолновых приемников 20- и 10-метровых диапазонов. Диапазон генератора должен обязательно охватывать все возможные значения промежуточных частот и примыкающие к ним полосы частот.

При конструировании генератора стремятся к повышению плавности регулировки его частоты, от чего зависит возможность использования генератора для снятия резонансных характеристик радиоустройств.

Плавность регулировки частоты возрастает при уменьшении коэффициента перекрытия поддиапазонов посредством включения в колебательный контур возбудителя постоянного конденсатора, повышающего начальную емкость контура. Ограничивающим фактором здесь является увеличение числа поддиапазонов. Обычно берут коэффициент перекрытия порядка двух.

Другим возможным способом достижения плавности регулировки является включение параллельно основному конденсатору настройки подстроечного нониусного конденсатора небольшой емкости подобно тому, как это делается в низкочастотных генераторах, работающих на биениях (§ 11-3). Недостатком этого способа является то, что нониус должен иметь для каждого положения основного конденсатора настройки отдельную градуировочную шкалу вносимых им расстроек. Кроме того, нониус, подобранный для получения нужных расстроек на коротковолновом участке диапазона и имеющий максимальную емкость порядка 10 *пф*, будет менее эффективен на средних волнах и практически бесполезен на длинных волнах.

Широко распространенным способом осуществления плавной регулировки частоты является применение *верньерного* (*замедляющего*) *устройства* с фрикционной, зубчатой или червячной передачей, посредством которой осуществляется замедление вращения ротора переменного конденсатора. Верньеры, применяемые в генераторах, по своему устройству подобны верньерам радиоприемных устройств, но к ним предъявляются более строгие требования, Они должны иметь легкий ход и давать надежное сцепление при очень малом мертвом ходе. Замедление, создаваемое верньерами, обычно лежит в пределах от 5 до 20. При большом замедлении пользоваться верньерной ручкой для перехода с одной частоты поддиапазона на другую неудобно, так как это требует длительного времени. В таких генераторах кроме верньерного управления вводят также грубую установку частоты при помощи ручки, насаженной на ось переменного конденсатора.

Шкала частот должна быть возможно равномернее, что достигается применением прямочастотного переменного конденсатора. При этом легко осуществить отсчет расстроек, создаваемых вращением верньерной ручки. Последнюю снабжают шкалой, разбитой по окружности на 50 или 100 равномерных делений. Для определения цены деления шкалы верньера по основной шкале настройки устанавливают высокую частоту f_1, относительно которой должна производиться расстройка. Затем делают один полный оборот ручки верньера и отмечают частоту f_2, соответствующую новому положению ручки настройки. Тогда при числе делений шкалы верньера n цена одного деления равна

$$\frac{f_2 - f_1}{n}.$$

Например, если $f_1 = 465$ *кгц*, $f_2 = 480$ *кгц*, а $n = 50$, цена одного деления шкалы верньера равна

$$\frac{480 - 465}{50} = 0{,}3 \text{ кгц} = 300 \text{ гц}.$$

Зная цену деления, легко установить заданную расстройку частоты относительно частоты, выбранной по основной шкале.

При переходе к более коротковолновым поддиапазонам цена деления шкалы верньера возрастает, достигая на волнах порядка 20—40 *м* нескольких килогерц. Это затрудняет снятие резонансных характеристик на коротких волнах.

13-6. Выходная часть высокочастотных генераторов

К выходной части высокочастотного измерительного генератора относятся делитель напряжения и приборы, служащие для контроля выходного высокочастотного сигнала: вольтметр переменного тока и модулометр.

Максимальная величина высокочастотного напряжения, необходимая для испытания отдельных узлов радиоприемника, таких как диодный детектор, достигает десятых долей вольта; такое напряжение легко получить на выходе возбудителя или усилителя высокой частоты. В то же время для испытания радиоприемника в целом требуются очень малые высокочастотные напряжения, вплоть до долей микровольта. Задача уменьшения выходного напряжения достигается применением делителей напряжения.

Непосредственное измерение малых высокочастотных напряжений при столь широких пределах их изменения можно осуществить лишь с помощью весьма сложного многопредельного многокаскадного лампового вольтметра. В генераторах обычно применяют косвенный метод измерения выходного напряжения. Простой однопредельный ламповый вольтметр здесь используют для измерения высокочастотного напряжения, подводимого к делителю. Делитель же позволяет получить на выходе генератора необходимую долю этого напряжения, строго определяемую установкой ручек управления делителя. В генераторах, работающих на частотах до 30—50 *Мгц*, делители, как правило, выполняются на сопротивлениях.

Схема выходной части генератора, рассчитанная на получение напряжений от 1 *мкв* до 1 *в*, приведена на рис. 13-9. В этой схеме напряжение высокой частоты, измеряемое

ламповым вольтметром V, подводится к плавному делителю напряжения R_1; это напряжение поддерживают равным точно 1 *в* с помощью ручек управления усилителя высокой частоты или возбудителя или применением системы автоматического регулирования амплитуды. Плавный делитель R_1 снабжен шкалой, имеющей обычно 10 делений и позволяющей определить долю снимаемого с него напряжения. Необходимая для практических целей точность отсчета этого напряжения может быть обеспечена примерно в пределах 0,1 до 1 *в*, т. е. в пределах делений 1÷10 шкалы плавного делителя.

Для дальнейшего уменьшения выходного напряжения служит ступенчатый делитель цепного типа, называемый

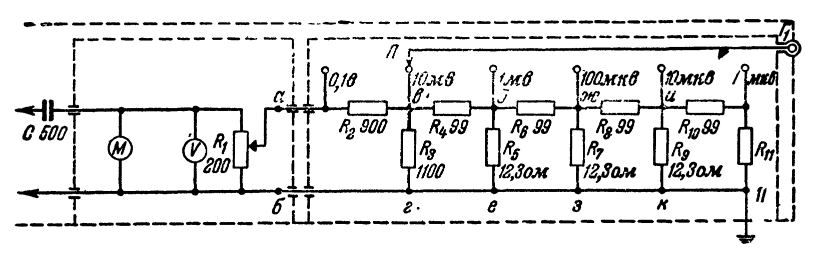


Рис. 13-9. Схема выхода высокочастотного измерительного генератора. Вариант I.

иногда *аттенюатором* (ослабителем). Он состоит из пяти ячеек и переключателя *П*. Каждая ячейка, содержащая два сопротивления, понижает напряжение в 10 раз. Например, при установке переключателя *П* в положение «10 *мв*» на выходное гнездо $Г_1$ с сопротивления R_3 поступает напряжение, равное десятой доле напряжения, снимаемого с потенциометра R_1; девять десятых последнего напряжения гасится на сопротивлении R_2, величина которого превышает в 9 раз сопротивление правой части схемы между точками *в* и *г*. В положении переключателя «1 *мв*» выходное напряжение уменьшается еще в 10 раз благодаря гасящему действию сопротивления R_4. Таким образом, пять ячеек делителя позволяют уменьшить напряжение в $10^5 = 100\,000$ раз, что при установке плавного делителя в положение, соответствующее 0,1 *в*, позволяет получить наименьшее выходное напряжение 1 *мкв*.

Выходное напряжение находится как произведение показаний шкал плавного делителя и переключателя ступенчатого делителя; для этой цели каждое положение переклю-

чателя *П* маркируется коэффициентом, указывающим соответствующую ему цену деления шкалы плавного делителя. Например, для получения напряжения 40 *мкв* переключатель *П* ставится в положение «10 *мкв*», а ручка плавного делителя — в положение «4».

Может оказаться, что на некоторых частотах диапазона не удастся установить на плавном делителе напряжение, равное точно 1 *в*; оно может оказаться несколько большим или меньшим этой величины. Поэтому следует предел измерений вольтметра *V* брать с некоторым запасом, например до 1,5 *в*. В самом общем случае выходное напряжение будет определяться как произведение показаний шкал вольтметра, плавного делителя и переключателя ступенчатого делителя. Так, если вольтметр показывает напряжение 1,3 *в*, то в рассмотренном выше примере выходное напряжение будет равно $1{,}3 \cdot 4 \cdot 10 = 52$ *мкв*.

Цепной делитель можно рассчитать таким образом, чтобы его выходное сопротивление при любом положении переключателя *П* оставалось постоянным. Это позволяет существенно повысить точность испытания радиоприемных устройств.

Величина выходного сопротивления делителя $R_{вых}$ зависит от величины входящих в него сопротивлений. Малое выходное сопротивление требует применения малых активных сопротивлений, которые трудно изготовить безындукционными и точно подогнать. В то же время большое выходное сопротивление нежелательно, так как при испытании приемников $R_{вых}$ является частью активного сопротивления эквивалента антенны, величину которого оно не должно превышать. Обычно берут $R_{вых} = 5 - 20$ *ом*.

Расчет ступенчатого делителя начинают с последнего сопротивления цепочки R_{11} на схеме рис. 13-9. Это сопротивление должно быть таково, чтобы с учетом действия параллельно подключенной к нему цепи в положении переключателя „1 *мкв*“ получить выбранное выходное сопротивление $R_{вых}$. В том случае, если смежные положения переключателя *П* соответствуют десятикратному изменению выходного напряжения, сопротивление R_{11} выбирают по формуле

$$R_{11} = 1{,}1 R_{вых}. \qquad (13\text{-}1)$$

На сопротивлении R_{10} должно гаситься напряжение, в 9 раз большее, чем падение напряжения на сопротивлении R_{11}. Поэтому берут

$$R_{10} = 9R_{11}. \qquad (13\text{-}2)$$

Для сохранения постоянства выходного сопротивления при установке переключателя *П* в положение „10 *мкв*" необходимо, чтобы сопротивление правой части схемы между точками *и* и *k* равнялось R_{11}. Это условие определяет выбор сопротивления R_9:

$$R_9 = \frac{(R_{10} + R_{11}) R_{11}}{R_{10}}. \qquad (13\text{-}3)$$

Выбор остальных элементов схемы в соответствии с рассмотренными выше принципами определяется равенствами:

$$R_4 = R_6 = R_8 = R_{10}, \qquad (13\text{-}4)$$

$$R_5 = R_7 = R_9. \qquad (13\text{-}5)$$

В положении переключателя «0,1 *в*» выходное сопротивление генератора непостоянно; оно зависит от установки потенциометра R_1. Некоторое влияние последнего сказывается и при положении переключателя «10 *мв*», но здесь оно крайне несущественно.

При плавной регулировке выходного напряжения изменяется нагрузка на высокочастотную часть генератора. Для уменьшения колебаний нагрузки, а также для улучшения линейности шкалы плавного делителя необходимо, чтобы сопротивление последнего R_1 было значительно меньше, по крайней мере в 5—10 раз, входного сопротивления ступенчатого делителя между точками *а* и *б*. Но при малом сопротивлении $R_г$ сама величина нагрузки на возбудитель или усилитель высокой частоты может оказаться недопустимо большой. Сопротивление R_1 нежелательно брать менее 150—300 *ом*, но для этого необходимо соответственно повысить и входное сопротивление ступенчатого делителя. С этой целью первую ячейку ступенчатого делителя R_2—R_3 часто выполняют из сопротивлений более высокоомных, чем в других ячейках. Допустимые значения сопротивления R_2 определяются условием

$$R_2 \geqslant 10R_4, \qquad (13\text{-}6)$$

а сопротивление R_3 находится по формуле

$$R_3 = \frac{R_4 R_2}{0{,}9\,(10R_4 - R_2)}. \qquad (13\text{-}7)$$

Если $R_2 = 10R_4$, то $R_3 = \infty$, т. е. сопротивление R_3 не требуется.

Недостатком рассмотренного способа является увеличение выходного сопротивления генератора при использовании положений переключателя «10 *мв*» и «0,1 *в*».

Другим способом уменьшения нагрузки на высокочастотную часть является включение последовательно с плавным делителем R_1 постоянного добавочного сопротивления, но это возможно лишь при наличии запаса по величине высокочастотного напряжения.

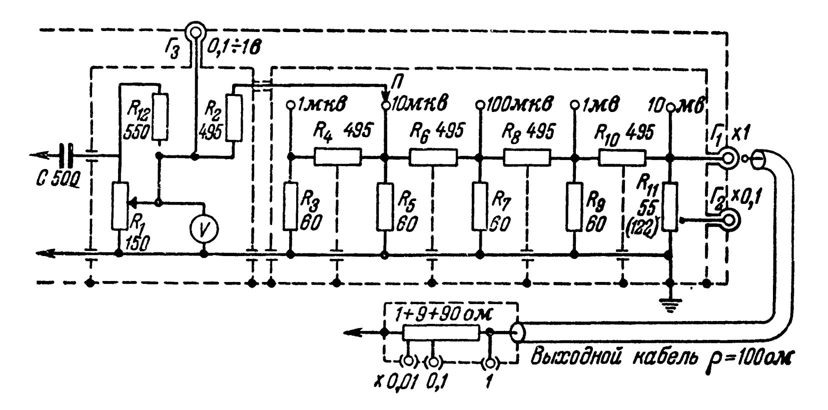


Рис. 13-10. Схема выхода высокочастотного измерительного генератора. Вариант II.

Другой вариант схемы выходной части измерительного генератора показан на рис. 13-10. Здесь вольтметр измеряет непосредственно высокочастотное напряжение, снимаемое с плавного делителя R_1. Сопротивление R_{12}, включенное между концом плавного делителя и его подвижным контактом и равное по величине входному сопротивлению ступенчатого делителя, создает балластную нагрузку для той части плавного делителя, которая не нагружена на ступенчатый делитель; в результате при плавной регулировке выходного напряжения нагрузка на выходную лампу остается почти постоянной.

Напряжение с плавного делителя подается непосредственно на гнездо $Г_3$, которое используется для снятия высокочастотных напряжений в пределах 0,1—1 *в*, отсчитываемых по показаниям вольтметра V. Кроме того, десятая доля напряжения, снимаемого с плавного делителя

через гасящее сопротивление R_2 подводится к ступенчатому делителю.

Особенностью схемы рис. 13-10 является то, что ступенчатая регулировка проводится со стороны входа высокочастотного напряжения. Величина выходного напряжения определяется как произведение показаний, отсчитываемых по шкалам вольтметра *V* и переключателя *П*.

Для получения правильного деления напряжения необходимо, чтобы входное сопротивление делителя было одинаковым при всех положениях переключателя *П*. Входное сопротивление делителя превышает его выходное сопротивление на гнезде $Г_1$ примерно в 11 раз. Поэтому для получения значительного входного сопротивления, обеспечивающего возможность надлежащего выбора сопротивления плавного делителя R_1, ступенчатый делитель должен иметь сравнительно большое выходное сопротивление, по крайней мере порядка 50—100 *ом*.

При необходимости уменьшения выходного сопротивления от одной десятой части последнего сопротивления делителя R_{11} делается отвод на гнездо $Г_2$. Тогда при пользовании гнездом $Г_2$ выходное сопротивление генератора будет примерно равно $^1/_{10}$ R_{11}, а отсчет выходного напряжения, произведенный обычным способом, потребуется умножать на 0,1.

Соединительный провод, связывающий выходное гнездо высокочастотного генератора с испытуемой установкой, не всегда удается взять коротким. Поэтому может оказаться, что он обладает заметными для высоких частот индуктивностью и емкостью по отношению к корпусу. В результате действительное напряжение, подводимое к установке, будет отличаться от значения, отсчитываемого по положению ручек управления генератора. Для устранения возможных ошибок генератор снабжают выходным высокочастотным, обычно коаксиальным, кабелем. Высокочастотная энергия будет передаваться по кабелю почти без потерь, если выходное сопротивление генератора и нагрузка на конце кабеля равны волновому сопротивлению кабеля ϱ.

Предположим, что генератору придан выходной коаксиальный кабель, имеющий волновое сопротивление, равное, например, 100 *ом*. В этом случае все сопротивления ступенчатого делителя рассчитываются из условия получения вдвое меньшего выходного сопротивления — 50 *ом*. Однако последнее сопротивление делителя R_{11} на схеме рис. 13-10 равное 55 *ом*, при использовании кабеля заменяется сопро-

тивлением примерно вдвое большей величины (122 *ом*), обеспечивающим получение на гнезде $Г_1$ выходного сопротивления 100 *ом*. При этом фактическое выходное сопротивление с учетом нагрузочного действия 100-омного выходного кабеля останется равным 50 *ом*; этой нагрузкой является включенное в конце кабеля сопротивление, равное 100 *ом*, от которого с целью уменьшения выходного сопротивления могут быть сделаны один или два отвода. При пользовании отводами соответственно уменьшается максимально возможная величина выходного напряжения.

Если выход генератора рассчитан для работы с высокочастотным кабелем, то отсчет выходного напряжения, произведенный при снятии высокочастотного напряжения непосредственно с гнезда $Г_1$, т. е. без кабеля, будет неправильным.

Для того чтобы действие делителя выходного напряжения не зависело от частоты, сопротивления делителя должны быть безындуктивными и безъемкостными; поверхностный эффект не должен вызывать заметного изменения их электрической величины, тщательность подгонки и постоянство которой определяют точность деления напряжения, а следовательно, и точность отсчета выходного напряжения. Обычно применяют проволочные сопротивления, изготовленные из очень тонкой высокоомной (манганиновой или константановой) проволоки. Такие сопротивления имеют небольшие размеры, что позволяет принять действенные меры к устранению как взаимного влияния между ними, так и посторонних влияний. При бифилярной намотке диаметр высокоомной проволоки d следует выбирать из условия

$$d_{[мм]} \leqslant \frac{\sqrt{\lambda_{н\,[м]}}}{100}, \qquad (13\text{-}8)$$

где $\lambda_н$ — наименьшая длина волны высокочастотных колебаний, для которых индуктивное сопротивление не превышает 5% от полного сопротивления. Например, при $\lambda_н = 100$ *м* ($f = 3$ *Мгц*) $d \leqslant 0{,}1$ *мм*.

Плавный делитель желательно брать непроволочным. При отсутствии такового намотку сопротивления плавного делителя производят тонким высокоомным проводом без изоляции. Движок потенциометра должен быть мягким; обеспечивая хороший контакт, он не должен рвать обмотку.

При наличии лампового вольтметра и тщательном выполнении и градуировке плавного и ступенчатого делителей

погрешность отсчета выходного напряжения не превышает 5—10%. Без вольтметра погрешность отсчета может достигать 30—50% и большей величины в зависимости от постоянства по диапазону амплитуды генерируемых колебаний.

В некоторых измерительных генераторах делитель напряжения можно переключать на выход внутреннего звукового генератора, что расширяет возможности использования последнего для испытания низкочастотной аппаратуры.

Задача 13-1. Проверить данные расчета пятиступенчатого делителя выходного напряжения схемы рис. 13-9, имеющего на трех последних ступенях деления выходное сопротивление 10 *ом* и на ступени 10 *мв*—100 *ом*.

Задача 13-2. Проверить данные расчета пятиступенчатого делителя выходного напряжения схемы рис. 13-10, предназначенного для работы с выходным кабелем, имеющим волновое сопротивление 100 *ом*; нагрузочное сопротивление кабеля имеет отводы для дополнительного деления напряжения в 10 и 100 раз.

13-7. Экранировка высокочастотных генераторов

Одним из главных показателей, характеризующих качество высокочастотного измерительного генератора, является эффективность его экранировки. При плохой экранировке электрические и магнитные поля, создаваемые напряжениями и токами в цепях генератора, могут наводить на входе испытуемого приемника напряжение, превышающее напряжение, подводимое к приемнику с выхода генератора. В результате становятся невозможными подача, регулировка и отсчет малых напряжений, необходимых для испытания радиоприемников. Для предотвращения этого генератор помещают в металлический кожух — *экран;* лицевую панель генератора также изготовляют из металла.

Эффективность экранировки зависит от выбора материала экрана (он должен иметь хорошую проводимость), толщины его стенок и тщательности изготовления. Экраны делают из меди, латуни, железа или алюминия толщиной 0,5—1 *мм*. Если генератор работает лишь в диапазоне коротких волн, то толщина стенок может быть взята в несколько раз меньшая, так как с повышением частоты глубина проникновения тока в металл уменьшается. С целью уменьшения сопротивления экрана для вихревых токов все швы между отдельными листами кожуха хорошо пропаивают (при невозможности пайки — густо проклепывают), а контактные поверхности между кожухом и лицевой панелью тщательно подгоняют друг к другу.

Вывод на лицевую панель генератора осей управления переменного конденсатора, переключателей, потенциометров создает дополнительные каналы возможной утечки энергии генератора. Для сохранения цельности экрана на металлическую ось управления насаживают пружинящую шайбу, плотно прижимающуюся к экрану и оси. Еще лучшие результаты достигаются при полной экранировке оси, создаваемой специальной конструкцией ручки управления, которая изображена на рис. 13-11,*а*.

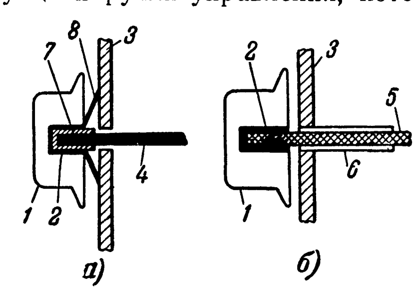


Рис. 13-11. Методы предотвращения утечки энергии при выводе через экран металлической оси (*а*) и оси из изоляционного материала (*б*).

1 — ручка; *2* — металлическая втулка; *3* — экран; *4* — металлическая ось; *5* — ось из изоляционного материала; *6* — металлическая трубка; *7* — изоляционная втулка; *8* — пружинящая шайба.

Если ось управления изготовлена из изоляционного материала, то утечку энергии через отверстие для оси можно устранить пропусканием оси внутри металлической трубки длиной порядка 5 *см* или более, припаянной или прикрепленной к экрану, как это показано на рис. 13-11,*б*. Такая трубка выполняет роль волновода; она создает большое затухание для энергии высокой частоты, длина полуволны которой значительно превышает диаметр трубки. Такие же трубки можно применить для предотвращения утечки энергии через вентиляционные отверстия.

Вывод энергии высокой частоты в генераторах производится через гнезда, находящиеся внутри экрана и изолированные от него высокочастотным диэлектриком. Выходной кабель должен быть обязательно экранированным. При отсутствии специального высокочастотного кабеля можно использовать коммутаторный шнур, имеющий экранирующую оплетку. На одном из концов кабель снабжается штепселем, штырек которого вставляется в гнездо выхода генератора; металлический корпус штепселя должен создавать плотный круговой контакт между металлической панелью генератора и экранирующей оболочкой кабеля. Второй конец кабеля может оканчиваться делительной колодкой, как это имеет место на схеме рис. 13-10, или просто двумя проводниками, концы которых снабжены наконечниками, например типа «крокодил», для подключения к испытуемой

схеме. Иногда во внутренний провод кабеля заделывают упрощенный эквивалент приемной антенны — конденсатор емкостью 200 *пф* (для работы на средних и длинных волнах) или непроволочное сопротивление 300 *ом* (для работы на коротких волнах).

Если генератор имеет несколько выходов высокой частоты (например, гнезда $Г_1$, $Г_2$ и $Г_3$ на схеме рис. 13-10), то отверстия экрана, соответствующие неиспользуемым гнездам, следует закрывать металлическими пробками.

При монтаже генератора нельзя использовать экран в качестве проводника. Детали генератора должны быть изолированы от экрана, а все проводники, подлежащие заземлению, следует подключать к общему проводу (шине), соединяемому с экраном лишь в одной точке, обычно вблизи выходного гнезда. Это приводит к уменьшению тока, протекающего в стенках экрана и вызывающего просачивание энергии через отверстия или швы экрана.

Ошибка в определении истинной величины напряжения, подводимого от генератора к приемнику, может создаваться не только за счет непосредственного воздействия электрических и магнитных полей генератора на вход приемника, но и вследствие паразитного воздействия этих полей *внутри экрана*. Поэтому, например, катушки контуров, возбудитель и усилитель часто размещают в отдельных экранах внутри общего экрана; в отдельный экран должны быть *обязательно* помещены плавный делитель с относящимися к нему элементами (включая высокочастотную часть лампового вольтметра и модулометра) и ступенчатый делитель. Передача высокочастотного напряжения от плавного делителя к ступенчатому и от последнего к выходному гнезду производится экранированным проводом или проводом, помещенным в металлическую трубку. Концы экранирующей оболочки или трубки припаиваются вкруговую к соответствующим экранам. При этом элементы монтажа следует стремиться располагать так, чтобы длина соединительных проводников была возможно короче. В частности, выход ступенчатого делителя должен помещаться вблизи выходного гнезда.

Конструкция ступенчатого делителя и тщательность его экранировки определяют точность деления напряжения, а также возможность получения малых высокочастотных напряжений. Следует помнить, что недостаточно экранировать делитель от влияния электрического и магнитного по-

лей генератора. Наводки высокочастотного напряжения могут иметь место *внутри ступенчатого делителя* за счет емкостных и индуктивных связей, обусловленных огромным (в сотни тысяч раз) различием в величинах напряжений и токов, действующих в первых и последних ячейках делителя. Емкостная связь получается, в основном, между контактами переключателя, так как сами сопротивления делителя очень малы по размерам; желательно, чтобы эти контакты были по возможности разнесены, особенно первый, и последний контакты. Еще большее значение имеют индуктивные связи, обусловленные токами в цепях делителя.

Возможная конструкция ступенчатого делителя, совмещенного с переключателем, показан на рис. 13-12.

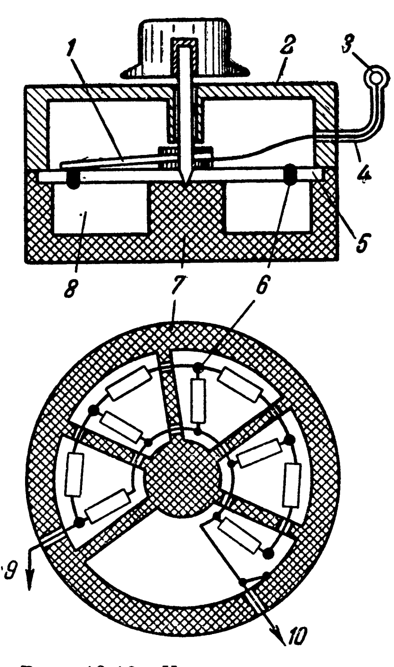


Рис. 13-12. Конструктивное выполнение ступенчатого делителя.

1 — ползунок переключателя; *2* -крышка; *3* — выходное гнездо; *4* — металлическая трубка; *5* — изоляционная панель; *6* — контакты переключателя; *7*— корпус; *8* — отделение ступенчатого делителя; *9* — к плавному делителю; *10*— к общему заземлению.

Здесь экран, выполненный в виде литого металлического цилиндра, плотно прилегающего к переключателю, разделен перегородками на ряд секций; в каждой секции помещается одна ячейка делителя. Этим достигается взаимная экранировка различных ячеек. Последовательно включенные сопротивления делителя припаяны непосредственно к контактным лепесткам переключателя. Заземляемые концы шунтирующих сопротивлений припаяны к общему проводу, который соединен в одной точке с экраном делителя и, далее, с общим экраном генератора.

Правильная работа ступенчатого делителя обеспечивается значительно легче, если высокочастотное напряжение большой величины (порядка десятых долей вольта) подавать от плавного делителя на отдельное выходное гнездо,

как это сделано в схеме рис. 13-10, а к ступенчатому делителю подводить напряжение, уменьшенное в 10 раз.

13-8. Питание высокочастотных генераторов

Питание высокочастотных генераторов производится от сети переменного тока или от батарей. В батарейных генераторах используют, как правило, экономичные радиолампы.

Количество ламп в измерительных генераторах редко превышает три-четыре. Поэтому при питании от сети переменного тока требуется маломощный выпрямитель, в котором могут быть использованы некоторые приемно-усилительные лампы в диодном включении; двухполупериодные выпрямители часто работают на двойных триодах. При этом рекомендуется управляющие сетки ламп соединять с соответствующими им анодами не непосредственно, а через сопротивления порядка 1 000 *ом*, что устраняет возможность перегрева сеток выпрямленным током. С целью повышения устойчивости работы генератора желательна стабилизация напряжений питания; методы стабилизации применяются такие же, как в ламповых вольтметрах (§ 6-9).

В высокочастотных генераторах паразитное излучение могут создавать высокочастотные токи, наводимые в проводах питания. Поэтому необходимо все провода, проходящие через экраны, снабжать П-образными высокочастотными фильтрами индуктивно-емкостного типа или, если в фильтре допускается падение напряжения, — реостатно-емкостного типа. Дроссель и выходной конденсатор фильтра часто помещают в специальный экран, расположенный внутри экрана высокочастотного блока; это защищает дроссель от индуктирования в нем магнитными полями значительных напряжений. В цепях, где наводимые токи особенно опасны, фильтры выполняют из нескольких ячеек.

В батарейных генераторах высокочастотные фильтры приходится включать непосредственно у выхода проводов питания из общего экрана, причем фильтр необходим и в цепи общего минуса, чтобы избежать замыкания токов высокой частоты через экран. Кабель питания здесь следует делать экранированным. Задача экранировки значительно облегчается при отсутствии внешних линий питания, когда источник питания (сухие батареи) помещен внутри кожуха (общего экрана) прибора.

13-9. Приборы, применяемые при налаживании радиоприемников

При налаживании высокочастотной части супергетеродинных радиоприемников проводят: 1) настройку фильтров промежуточной частоты; 2) настройку входных цепей в соответствии с выбранными частотными поддиапазонами и 3) сопряжение настроек контуров гетеродина и входных цепей. Генераторы, применяемые для этой цели, должны иметь точность градуировки по высокой частоте не хуже, по крайней мере, 1—2%; остальные их показатели — частота и коэффициент модуляции, точность отсчета и плавность регулировки выходного напряжения, совершенство экранировки — менее существенны. Поэтому наряду с генераторами стандартных сигналов и сигнал-генераторами для регулировки приемников можно использовать высокочастотные генераторы упрощенных типов, например такие генераторы, в которых модуляция колебаний осуществляется напряжением сети переменного тока. Первый гетеродин супергетеродинного приемника также является источником высокочастотных колебаний, пригодным для налаживания других приемных устройств; при его использовании следует помнить, что частота гетеродина отличается от частоты, отсчитываемой по шкале приемника, на величину промежуточной частоты.

Весьма удобными приборами, облегчающими налаживание приемников, являются *генераторы спектра частот*. Такие генераторы создают колебания с основной частотой порядка нескольких сотен или тысяч герц. Форма этих колебаний очень сильно искажена; поэтому они весьма богаты гармониками, которые охватывают весь радиовещательный диапазон, а иногда и часть диапазона УКВ. При помощи генератора спектра частот можно проверить и отрегулировать усилитель низкой частоты (по сигналу основной частоты), убедиться в работоспособности усилителя промежуточной частоты (при этом используются гармоники генератора, близкие к промежуточной частоте), проверить действие преобразовательной и входной части приемника (путем их последовательной настройки на различные высокочастотные гармоники генератора). Генератор удобно использовать для проверки сопряжения контуров гетеродина и входных цепей. Во всех случаях прослушивание сигнала генератора на выходе приемника является показателем работоспособности приемника или его испытуемой части.

Схемы простейших генераторов спектра зуммерного и релаксационного, выполненного на разряднике РБ-2, типов изображены на рис. 13-13. Их недостаток — малая устойчивость частоты основных колебаний, которая сильно зависит от напряжения питания. Более совершенными являются ламповые генераторы спектра частот, работающие по схеме мультивибратора (§ 17-6). Схема простейшего несимметричного мультивибратора, выполненного на двух полупроводниковых триодах, приведен на рис. 13-14. Мультивибратор генерирует колебания, основная частота которых порядка 4—5 *кгц*, а форма близка к прямоугольной. Наличие большого числа гармоник позволяет использовать эти колебания для испытания радиоприемников. Питание мультивибратора производится от 4,5-вольтовой батареи; погребляемый ток не превышает 0,5 *ма*, в то время как амплитуда колебаний достигает 3,5 *в*.

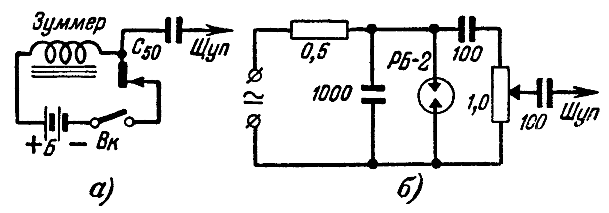


Рис. 13-13. Схемы генераторов спектра частот: зуммерного (*а*) и релаксационного (*б*).

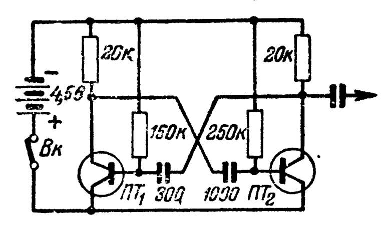


Рис. 13-14. Схема мультивибратора на полупроводниковых триодах.

13-10. Измерительные генераторы сверхвысоких частот

Возбудители измерительных генераторов метрового диапазона работают на малогабаритных УКВ-триодах, обеспечивающих малое время пролета электронов между электродами и имеющих небольшие индуктивности вводов и междуэлектродные емкости. В триодных возбудителях стабильные по частоте колебания можно получить при работе по трехточечной схеме с емкостной обратной связью, представленной на рис. 13-15. В этой схеме напряжение обрат-

ной связи снимается с междуэлектродной емкости сетка—катод $C_{с.к}$ с образующей вместе с емкостью анод — катод $C_{а.к}$ делитель напряжения, включенный параллельно колебательному контуру L_1C_1. Напряжение анодного питания подводится через дроссель высокой частоты L_2 (он может быть заменен сопротивлением порядка нескольких десятков килоом) к одной из средних точек контурной катушки, потенциал которой по высокой частоте близок к нулю (вследствие заземления средней точки емкостей $C_{а.к}$ и $C_{с.к}$); такое включение дросселя L_2 уменьшает влияние его

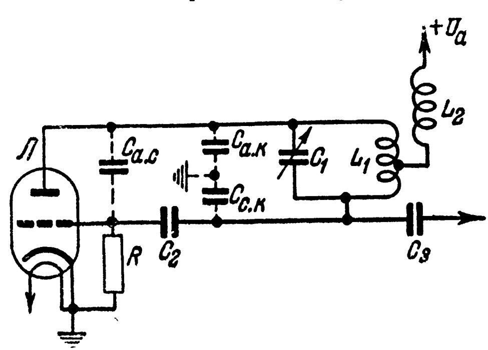


Рис. 13-15. Схема возбудителя генератора СВЧ.

индуктивности и междувитковой емкости на частоту генерируемых колебаний.

Измерительные генераторы, предназначенные для испытания аппаратуры определенного типа, могут иметь лишь два узких поддиапазона частот, перекрываемых конденсатором небольшой емкости и двумя контурными катушками; один поддиапазон должен охватывать область СВЧ, соответствующую частотам настройки входных цепей испытуемых типов приемников; второй поддиапазон должен перекрывать полосу пропускания приемников по промежуточной частоте. Например, генераторы, предназначенные для испытания приемников, работающих в первом телевизионном канале, могут иметь поддиапазон 45—60 и 25—40 *Мгц*. Для испытания и налаживания каналов промежуточной частоты многих УКВ-приемников можно использовать обычные высокочастотные генераторы, имеющие коротковолновый диапазон.

Трудность сопряжения настроек контуров на СВЧ не позволяет использовать в генераторах буферные усилители

резонансного типа. Поэтому буферные каскады имеют активную нагрузку. В простых генераторах обходятся без буферных каскадов, а для уменьшения влияния нагрузки на частоту связь между возбудителем и выходом максимально ослабляют.

Одна из возможных схем высокочастотной части генератора СВЧ показана на рис. 13-16. В этой схеме напряжение СВЧ снимается с сетки триода и через конденсатор малой емкости C_2 подводится к потенциометру R_1 плавного дели-

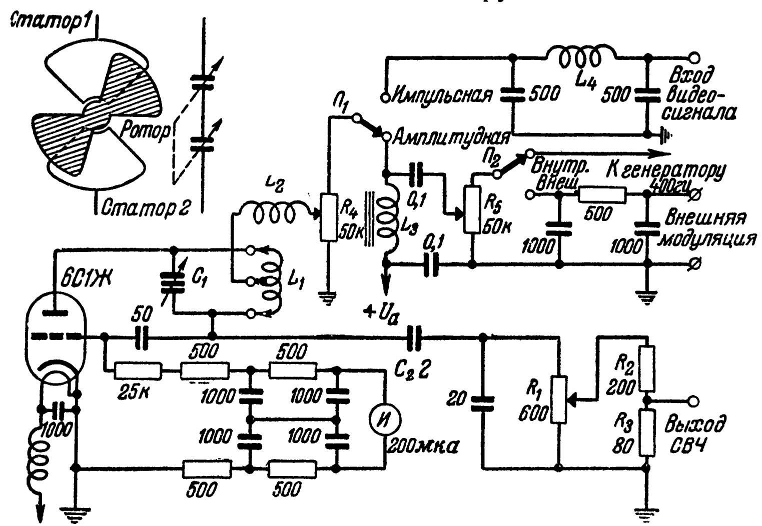


Рис. 13-16. Схема измерительного генератора СВЧ с амплитудной и импульсной модуляцией.

теля напряжения. Плавный делитель нагружен на делитель напряжения из сопротивлений R_2 и R_3, благодаря наличию которого выходное сопротивление генератора при плавной регулировке выходного напряжения изменяется мало. Если генератор предназначен для испытания телевизионных приемников, которые в большинстве случаев имеют входное сопротивление 75 *ом*, то и выходное сопротивление генератора подбирают того же порядка; это позволяет осуществить с помощью коаксиального кабеля, имеющего волновое сопротивление 75 *ом*, передачу энергии СВЧ от генератора к приемнику с малыми потерями.

Если требуется широкая регулировка выходного напряжения, помимо плавного делителя, вводят одну или две

ступени ступенчатого деления. Трудность изготовления без реактивных сопротивлений, устойчиво работающих в области СВЧ, иногда вынуждает применять плавный и ступенчатый делители емкостного типа.

Для отсчета выходного напряжения необходимо знать уровень напряжения на зажимах плавного делителя. В рассматриваемой схеме постоянная составляющая сеточного тока лампы возбудителя пропорциональна амплитуде генерируемых колебаний. Поэтому включенный в сеточную цепь через систему высокочастотных фильтров чувствительный измеритель магнитоэлектрической системы *И'* можно проградуировать непосредственно в значениях напряжения, подводимого к плавному делителю. Установка уровня этого напряжения, при котором будет справедлива градуировка шкалы плавного делителя R_1, производится потенциометром R_4, который позволяет регулировать напряжение анодного питания.

Применение переменных конденсаторов обычного типа, имеющих скользящий контакт с ротором, часто является причиной неустойчивой работы возбудителя. Осуществление контакта гибким проводником, имеющим заметную для СВЧ индуктивность, также нежелательно. Поэтому в контурах генераторов СВЧ применяют переменные конденсаторы специальной конструкции (с разрезным статором). Схематическое изображение такого конденсатора приведено в левой верхней части рис. 13-16. Конденсатор содержит две системы изолированных друг от друга статорных пластин *Статор 1* и *Статор 2*, которые включаются в контур. Роторные пластины *Ротор*, механически связанные с ручкой управления частотой, не имеют никаких выводов или контактов; создаваемая ими по отношению к статорным пластинам емкость эквивалентна емкости двух последовательно включенных переменных конденсаторов.

В измерительных генераторах СВЧ применяют три вида модуляции: амплитудную, импульсную и частотную.

Амплитудную модуляцию при отсутствии буферного каскада осуществляют вводом модулирующего напряжения в анодную цепь лампы возбудителя последовательно с постоянным напряжением анодного питания, как это показано на рис. 13-16 для случая установки переключателя $П_1$ в положение *Амплитудная*. Для регулировки коэффициента модуляции служит потенциометр R_5. Для получения глубокой модуляции напряжение частоты модуляции на дросселе низкой частоты L_3 должно быть одного порядка с напряжением

U_a. Выбор источника модулирующего напряжения производится переключателем $П_2$. Внутренний источник представляет собой генератор частоты 400 или 1 000 *гц*. К зажимам внешней модуляции подключен реостатно-емкостный фильтр, предотвращающий излучение колебаний СВЧ через эти зажимы.

Амплитудную модуляцию можно осуществить воздействием и на управляющую сетку лампы возбудителя, однако в этом случае она будет сопровождаться заметной частотной модуляцией. При наличии буферного усилителя модулирующее напряжение подают на управляющую или защитную сетку его лампы, что позволяет улучшить качество модуляции и снизить необходимое для модуляции напряжение.

Амплитудно-модулированные колебания СВЧ необходимы для испытания и налаживания УКВ-АМ-приемников, а также каналов изображения телевизионных приемников. Их можно использовать для ориентировочной настройки контуров входной цепи, гетеродина и промежуточной частоты канала изображения при отсутствии сигналов телевизионного центра, а также для настройки контуров промежуточной частоты канала звука.

Импульсную модуляцию в однокаскадных генераторах СВЧ обычно осуществляют при помощи специальных генераторов видеосигналов, создающих импульсы напряжения прямоугольной формы. Принцип импульсной модуляции рассмотрим на примере схемы генератора рис. 13-16. При установке переключателя $П_1$ в положение *импульсная* напряжение прямоугольной формы, подводимое к гнезду *Вход видеосигнала*, через высокочастотный фильтр подается на лампу возбудителя вместо напряжения анодного питания. Очевидно, что при положительной полярности видеоимпульса возбудитель работает и колебания СВЧ поступают на выход генератора. При отсутствии видеоимпульсов или их отрицательной полярности работа возбудителя прекращается.

Если между возбудителем и выходом генератора включены буферные или усилительные каскады, то импульсная модуляция может быть произведена по тем же схемам, что и амплитудная модуляция, подачей синусоидального модулирующего напряжения на управляющую или защитную сетку одной из ламп. Модуляторная лампа ставится в такой режим работы, что при отрицательной полярности модулирующего напряжения она заперта, а при положительной полярности анодный ток лампы быстро возрастает до зна-

чения насыщения, ограничивающего амплитуду колебаний СВЧ. Нужный режим, обеспечивающий получение прямоугольных импульсов СВЧ с большой крутизной фронта, достигается при большой величине модулирующего напряжения, порядка десятков или сотни вольт. Источником модулирующего напряжения может служить питающая сеть частоты 50 *гц* или специальный генератор.

Хорошая форма импульсов СВЧ может быть получена и без захода в область насыщения при использовании лишь одной отрицательной полуволны модулирующего напряжения. Схема подобного импульсного генератора приведена на

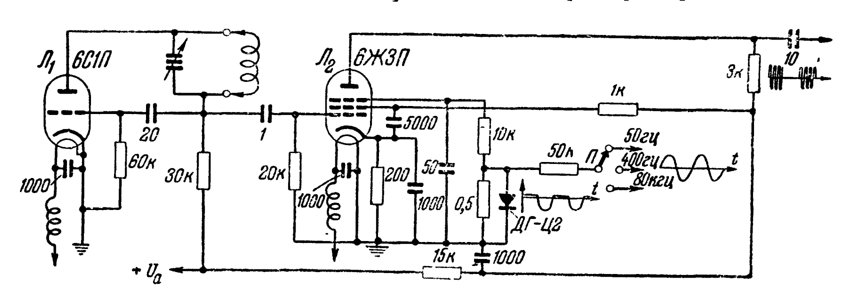


Рис. 13-17. Схема двухкаскадного генератора СВЧ с импульсной модуляцией.

рис. 13-17. В этой схеме между защитной сеткой и катодом лампы $Л_2$ буферного усилителя включен кристаллический диод, например типа ДГ-Ц2, шунтирующий положительную полуволну модулирующего напряжения, источник которого выбирается переключателем *П*. Таким образом, отрицательная полуволна модулирующего напряжения будет запирать лампу $Л_2$ и линейное усиление колебаний возбудителя будет иметь место лишь при положительной полуволне, когда напряжение на защитной сетке близко к нулю и лампа $Л_2$ работает в нормальном для нее режиме.

Импульсно-модулированные колебания СВЧ необходимы при проверке и регулировке кадровой и строчной разверток телевизионных приемников по частоте, линейности и синхронизации; они также позволяют ориентировочно оценить частотную характеристику канала изображения.

Частотная модуляция может быть легко получена в любом высокочастотном генераторе посредством включения параллельно колебательному контуру возбудителя реактивной лампы (§ 19-13). Источником модулирующего напряжения, подводимого к управляющей сетке реактивной лам-

пы, служит генератор низкой частоты. Регулировку девиации частоты производят изменением величины модулирующего напряжения.

ЧМ-колебания необходимы для испытания и налаживания УКВ-ЧМ-приемников, а также каналов звука телевизионных приемников. Частоту модуляции обычно устанавливают равной 400 *гц*, а девиацию частоты — 7,5 *кгц* (при испытании канала звука телевизионного приемника) или 22,5 *кгц* (при испытании ЧМ-приемника).

При отсутствии специального ЧМ-генератора для целей настройки ЧМ-каналов можно использовать генератор с амплитудной модуляцией, если только последняя осуществляется воздействием на лампу возбудителя; колебания такого генератора, как указывалось ранее, оказываются промодулированными одновременно и по амплитуде и по частоте.

В отношении *экранировки* к генераторам СВЧ предъявляются еще более жесткие требования, чем к высокочастотным генераторам. Наличие небольшого отверстия в экранировке или утечка энергии через провода питания могут привести к невозможности измерений.

Реальная чувствительность радиоприемных устройств, работающих на СВЧ, ограничивается уровнем их собственных шумов, который в основном определяется шумами, генерируемыми во входных цепях и в первой лампе приемника. Для измерения уровня шумов высокочувствительных приемников применяют специальные *генераторы шумов*, описание которых приводится в специальной литературе.

Измерительные генераторы дециметрового и сантиметрового диапазона работают в зависимости от необходимой выходной мощности на клистронах или магнетронах.

ГЛАВА ЧЕТЫРНАДЦАТАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ ЕМКОСТЕЙ

14-1. Общие сведения

Необходимость в измерении емкостей чаще всего возникает при проверке конденсаторов.

В радиоаппаратуре применяются конденсаторы различных типов и назначений. Возможные значения их емкостей лежат примерно в пределах от единиц и десятков пикофарад до десятков и сотен микрофарад. Кроме того, между раз-

личными элементами радиотехнических схем возникают паразитные емкости (емкости монтажа), которые часто приходится измерять так же, как и междуэлектродные емкости радиоламп.

Требуемая точность измерения емкостей конденсаторов зависит от назначения последних. Конденсаторы, входящие в состав колебательных систем генераторов и резонансных усилителей, должны подбираться по емкости особенно тщательно, с точностью, по крайней мере, порядка единиц процентов. При выборе конденсаторов блокировочных, разделительных, связи и т. п. обычно допускается значительный (до 20—50%) разброс емкостей; их измерение можно производить самыми простыми методами при пониженной точности измерений.

Измерению емкости конденсатора должна предшествовать проверка его исправности в отношении сопротивления утечки и отсутствия короткого замыкания, пробоя или обрыва между обкладками и выводами от них. Короткое замыкание или пробой в конденсаторе легко обнаружить при помощи омметра или пробника постоянного тока. Следует лишь учитывать, что в некоторых конденсаторах пробой может проявляться лишь при значительном напряжении, приложенном к обкладкам; поэтому желательно проверку на пробой производить высоковольтными приборами. Проверка на обрыв конденсаторов большой емкости проще всего производится включением конденсатора в цепь переменного тока, например осветительную или трансляционную, для которой сопротивление конденсатора невелико, последовательно с какой-либо нагрузкой — лампочкой накаливания, громкоговорителем и т. п. При отсутствии обрыва будут наблюдаться нормальное или несколько ослабленное свечение лампочки или действие громкоговорителя. Обрыв легко выявляется и при измерении емкости конденсатора, так как величина последней оказывается близкой к нулю.

Как известно, в каждом конденсаторе, включенном в электрическую цепь, имеют место потери энергии. Эти потери возникают, в основном, в материале диэлектрика, а также вследствие несовершенства изоляции между выводами. По отношению к потерям эквивалентную схему конденсатора можно представить в двух совершенно равноценных вариантах, приведенных на рис. 14-1: либо в виде емкости C, включенной последовательно с *сопротивлением потерь* $R_п$, либо в виде той же емкости C, зашунтированной *сопротивлением утечки* $R_у$. При переходе от одной

эквивалентной схемы к другой для пересчета величины активного сопротивления пользуются формулой

$$R_y = \frac{1}{(2\pi f C)^2 R_n}, \quad (14\text{-}1)$$

где f — частота тока в цепи. Чем больше сопротивление потерь конденсатора R_n, тем меньше его сопротивление утечки R_y, и наоборот. Из различных типов конденсаторов наибольшими потерями характеризуются электролитические конденсаторы.

При некоторых методах измерений активные потери в конденсаторе определяются одновременно с измерением его емкости. При этом следует иметь в виду, что величина потерь заметно возрастает с увеличением частоты, тогда как емкость зависит от частоты сравнительно мало. Кроме того, потери зависят от таких факторов, как температура, влажность и т. д. Поэтому в некоторых случаях испытание конденсаторов желательно производить на их рабочих частотах и в условиях, близких к эксплуатационным.

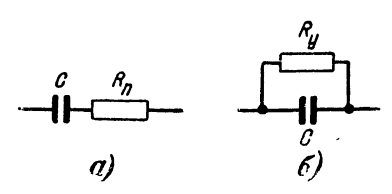


Рис. 14-1. Эквивалентные схемы конденсаторов.

Конденсатор, сопротивление утечки которого велико, способен удерживать длительное время без заметного уменьшения полученный им заряд; это позволяет простыми средствами приближенно оценивать качество конденсаторов, имеющих емкость от сотых долей микрофарады и более. При подключении и конденсатору любого омметра стрелка измерителя последнего за счет тока заряда несколько отклонится, а затем при большом сопротивлении утечки она возвратится в исходное или близкое к нему положение. Последующие кратковременные подключения к конденсатору омметра, повторяемые с интервалом в несколько секунд, не должны вызывать отклонений стрелки измерителя. При малом сопротивлении утечки заметное отклонение стрелки будет наблюдаться при каждом подключении омметра.

Для проверки на утечку конденсаторов емкостью свыше 100 *пф*, в качестве индикатора можно применить телефоны, соединенные последовательно с какой-либо низковольтной батареей. При малом сопротивлении утечки каждое подключение индикатора к конденсатору вызовет щелчок в теле-

фонах, в то время как при хорошем конденсаторе щелчок будет прослушиваться только при первом подключении.

Измерение электрической величины сопротивления утечки производится мегомметрами или ламповыми омметрами.

Напряжение, приложенное к конденсатору при испытании, не должно превосходить типовое рабочее напряжение, при котором конденсатор может длительно работать без опасности пробоя. Если в процессе испытания конденсатор заряжается до значительного напряжения, следует предусмотреть автоматический разряд конденсатора по окончании испытания.

Основными методами измерения емкостей являются:

1) метод вольтметра-амперметра;
2) метод непосредственного измерения при помощи фарадометров;
3) метод сравнения (замещения);
4) резонансный метод;
5) мостовой метод.

14-2. Измерение емкостей методом вольтметра-амперметра

Метод вольтметра-амперметра применим для измерения емкостей конденсаторов, потерями в которых на частоте измерений можно пренебречь.

Реактивное сопротивление конденсатора емкостью C_x, включенного в цепь переменного тока частоты F:

$$X_C = \frac{U}{I},$$

где U — падение напряжения на конденсаторе, а I — ток, протекающий в его цепи. Учитывая, что сопротивление конденсатора

$$X_C = \frac{1}{2\pi F C_x}, \tag{14-2}$$

величину его емкости можно подсчитать по формуле

$$C_x = \frac{I}{2\pi F U}. \tag{14-3}$$

Таким образом, для определения емкости C_x помимо напряжения U и тока I необходимо знать частоту F. Поэтому измерение емкостей методом вольтметра-амперметра удобно проводить при питании измерительной схемы от сети переменного тока, частота которой поддерживается

примерно равной 50 *гц*, тем более, что на этой частоте пренебрежение потерями вызывает меньшую погрешность измерений, чем на более высоких частотах. Однако на низкой частоте возрастает реактивное сопротивление исследуемых конденсаторов. Поэтому метод вольтметра-амперметра используется лишь для измерения сравнительно больших емкостей, ток в цепи которых можно определить с помощью обычных приборов переменного тока.

Схема измерений, основанная на рассмотренном принципе, представлена в двух вариантах на рис. 14-2. Измерение тока I производится миллиамперметром mA термоэлектрической или детекторной системы, для измерения напряжения U используется ламповый или детекторный

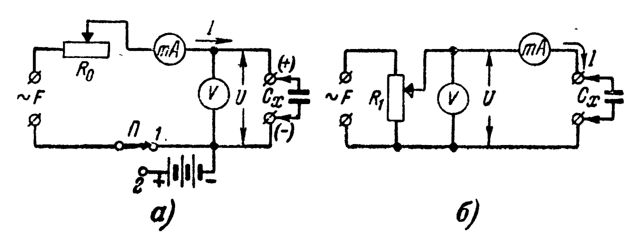


Рис. 14-2. Схемы измерения емкостей методом вольтметра-амперметра.

вольтметр V. Сопротивления R_0 и R_1 служат для ограничения и регулировки тока и напряжения, действующих в измерительных схемах. Схема рис. 14-2,*а* дает достаточно точные результаты при измерении больших емкостей, сопротивление которых X_C значительно меньше сопротивления вольтметра V; схема рис. 14-2,*б* применяется для измерения меньших емкостей, сопротивление которых X_C не менее чем в 7—10 раз превышает сопротивление миллиамперметра mA.

Предположим, что требуется измерить емкости порядка 0,1 — 1 *мкф* при наличии миллиамперметра переменного тока на 3 *ма*; на основании (14-2) можно сделать вывод, что измерение следует производить по схеме рис. 14-2,*б* (так как сопротивление миллиамперметра всегда будет значительно меньше возможного сопротивления X_C=32 000—3 200 *ом*) при напряжении питания порядка

$$U = IX_C = 0{,}003 \cdot 3\,200 \approx 10 \text{ в}.$$

При установке переключателя *П* в положение *1* схема рис. 14-2,*а* может быть применена для измерения емкостей электролитических конденсаторов лишь в том случае, если напряжение питания не превышает 1—2 *в*. При бо́льших переменных напряжениях, приложенных к электролитическому конденсатору, возможно повреждение последнего вследствие разложения электролита. Для избежания этого при измерении рекомендуется последовательно с источником переменного тока включать батарею (положение *2* переключателя *П*), постоянное напряжение на зажимах которой должно превышать амплитуду переменного напряжения. Тогда в цепи будет действовать пульсирующее напряжение, безопасное для электролитического конденсатора при условии правильной полярности подключения его электродов к входным зажимам. Вольтметр *V* должен измерять лишь переменную составляющую этого напряжения, для чего он должен иметь схему с закрытым входом.

14-3. Последовательные схемы фарадометров

Приборы, у которых отсчет измеряемых емкостей производится непосредственно по шкале стрелочного измерителя, по аналогии с омметрами принято называть *фарадометрами* или *микрофарадометрами*. Действие этих приборов основано на использовании зависимости тока или напряжения в цепи, питаемой источником переменного тока, от величины включенной в нее емкости.

В лабораторных условиях находят применение *логометрические микрофарадометры* класса 1,0 и выше. Эти приборы не получили широкого распространения вследствие узкого диапазона измерений, ограниченного областью больших емкостей, значительного потребляемого тока, малой механической прочности, дороговизны. Более удобными и доступными являются приборы, в которых для отсчета емкостей используются миллиамперметры или вольтметры переменного тока; такие приборы работают по последовательной или параллельной схеме.

Два основных варианта *последовательных схем фарадометров* приведены на рис. 14-3. В этих схемах напряжение U_0 известной частоты F подводится к цепи, в которой последовательно включены измеряемая емкость C_x, миллиамперметр *mA* (обычно детекторной системы) и образцовая емкость C_0 или сопротивление R_0. Перед началом измерений при короткозамкнутых входных зажимах (что

эквивалентно $C_x = \infty$) при помощи сопротивления R добиваются отклонения стрелки миллиамперметра на всю шкалу. При включении емкости C_x отклонение стрелки уменьшится.

При работе фарадометра по схеме рис. 14-3,*а* измеряемой емкости $C_x = C_0$ соответствует отклонение стрелки миллиамперметра примерно до середины шкалы. Так как сопротивление R берется обычно значительно меньше сопротивления емкости C_0, градуировка шкалы фарадометра определяется приближенной формулой

$$\frac{I_x}{I_{ма}} \approx \frac{C_x}{C_0 + C_x}, \qquad (14\text{-}4)$$

где $I_{ма}$ — ток полного отклонения миллиамперметра, а I_x — ток в цепи миллиамперметра при измерении емкости C_x. Эта формула подобна формуле градуировки параллельных схем омметров (4-25). Очевидно, что и погрешность измерений

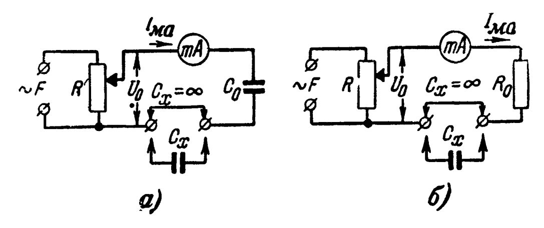


Рис. 14-3. Два основных варианта последовательных схем фарадометров.

будет носить примерно такой же характер, как у омметров: наименьшая в середине шкалы она возрастает к ее краям.

Возможные значения измеряемых емкостей обычно не выходят за пределы участка $0{,}1C_0 - 10C_0$. Следовательно, предел измерений фарадометра определяется емкостью C_0. Напряжение питания, необходимое для обеспечения выбранного предела, рассчитывается по формуле

$$U_0 = \frac{I_{ма}}{2\pi F C_0}. \qquad (14\text{-}5)$$

Если напряжение питания не должно превышать определенной величины U_0, то частота источника должна удовлетворять условию

$$F \geqslant \frac{I_{ма}}{2\pi U_0 C_0}. \qquad (14\text{-}6)$$

При работе фарадометра по схеме рис. 14-3,*б* нормальное напряжение питания определяется формулой

$$U_0 \approx I_{ма}(R_0 + R_{ма}), \qquad (14\text{-}7)$$

а средней точке шкалы соответствует измеряемая емкость

$$C_0 \approx \frac{1}{10{,}9F(R_0 + R_{ма})}, \qquad (14\text{-}8)$$

где $R_{ма}$ — внутреннее сопротивление миллиамперметра. Например, при $I_{ма} = 10$ *ма*, $R_0 + R_{ма} = 10$ *ком* и $F = 50$ *гц* напряжение $U_0 = 100$ *в*, а емкость $C_0 = 0{,}184$ *мкф*.

Недостатком схемы рис. 14-3,*б* является зависимость градуировки шкалы от частоты, в то время как для схемы рис. 14-3,*а* такая зависимость практически отсутствует.

Для измерения емкостей в широком диапазоне фарадометр должен иметь несколько пределов измерений. При работе фарадометра по схемам рис. 14-3 эти пределы целесообразно задавать средними значениями шкалы C_0. Переходной коэффициент N удобно выбирать кратным 10 с целью облегчения отсчета по общей для всех пределов шкале.

Схема фарадометра получается наиболее простой, если ее питать от сети переменного тока. При этом необходимо предусмотреть стабилизацию переменного напряжения питания. Низкая частота 50 *гц* ограничивает возможность измерения малых емкостей, что может создать необходимость значительного увеличения (с помощью повышающего трансформатора) напряжения питания и применения чувствительного миллиамперметра. Если, например, установить напряжение питания 500 *в* и применить миллиамперметр на 0,5 *ма*, то для схемы рис. 14-3,*а* можно получить среднее значение шкалы фарадометра 3 200 *пф*, а для схемы рис. 14-3,*б* — 1 800 *пф*.

При работе фарадометра по последовательной схеме переход с предела измерения меньших емкостей на предел измерения больших емкостей сопровождается уменьшением в N раз напряжения питания при одновременном увеличении в N раз величины емкости C_0 в схеме рис. 14-3,*а* или уменьшении в N раз сопротивления $R_0 + R_{ма}$ в схеме рис. 14-3,*б*. Для изменения напряжения питания можно использовать силовой трансформатор с секционированной вторичной обмоткой или реостатный делитель напряжения; в последнем случае многопредельный фарадометр может быть выполнен

по схеме рис. 14-4, в которой переменное сопротивление R используется для установки «бесконечности».

Измерение сравнительно малых емкостей, порядка десятков и сотен пикофарад, можно осуществить лишь при питании измерительной схемы от источника повышенной частоты. Поэтому в состав фарадометра часто включают ламповый или релаксационный (на неоновых лампах) генератор, работающий на одной-двух фиксированных частотах. Частоту колебаний такого генератора не всегда удается сделать достаточно стабильной; поэтому рекомендуется при использовании генератора выполнять фарадометр по схеме рис. 14-3,*а*, которая ослабляет влияние частоты и формы

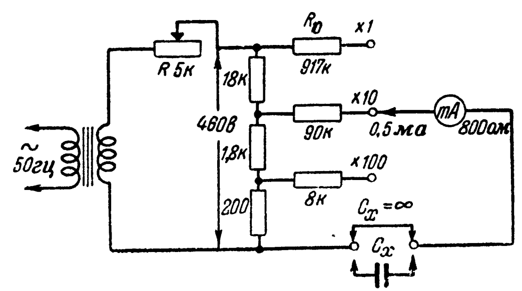


Рис. 14-4. Последовательная схема многопредельного фарадометра.

питающего напряжения на точность измерений. При питании схемы напряжением сети 50 *гц* генератор следует выключать для устранения наводок повышенной частоты. Генератор и провода, связанные с ним, необходимо тщательно экранировать.

Для обеспечения постоянства напряжения питания U_0 в некоторых фарадометрах используют ламповые или газоразрядные ограничители. Примером лампового ограничения может служить приведенная на рис. 14-5 схема двухпредельного фарадометра, применяемая в приборе НИЕ-1 для измерения малых емкостей. В этой схеме на пределе, которому соответствует емкость $C_0=100$ *пф*, питание производится от внутреннего генератора частоты 5 000 *гц*. На втором пределе емкость C_0 увеличивают в 100 раз до 10 000 *пф*, а в качестве источника переменного напряжения используют сеть переменного тока, частота которого, равная 50 *гц*, в 100 раз меньше частоты внутреннего генератора.

Переменное напряжение частоты 5 000 или 50 *гц* подводится к управляющей сетке пентода 6Ж6С. Режим лампы

подобран таким, что при отрицательном полупериоде входного напряжения лампа заперта и напряжение на ее аноде равно напряжению источника анодного питания. При положительном полупериоде входного напряжения лампа отпирается, и ее внутреннее сопротивление становится настолько малым, что напряжение на аноде оказывается близким к нулю. Большая величина входного синусоидального напряжения, достигающая 100 *в*, обеспечивает быстрое нарастание и спадание анодного тока лампы, вследствие чего напряжение U_0, подводимое непосредственно к измеритель-

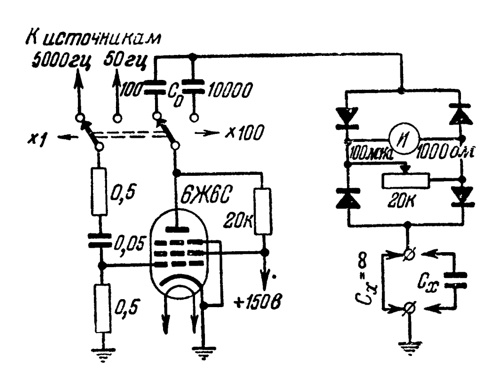


Рис. 14-5. Схема двухпредельного фарадометра с ламповым ограничителем напряжения питания.

ной схеме, имеет прямоугольную форму при строго определенной амплитуде. Отсчет измеряемых емкостей производится по шкале измерителя, параллельно которому включено переменное сопротивление, служащее для точной установки «бесконечности».

Схема рис. 14-5, так же как и схема рис. 14-3,*а,* не применяется для измерения емкостей больше 1 *мкф*; при измерении бо́льших емкостей потребовалось бы увеличение емкости C_0 при соответствующем уменьшении ее реактивного сопротивления, величина которого могла бы стать сравнимой с внутренними сопротивлениями миллиамперметра и цепи питания.

Задача 14-1. Рассчитать схему фарадометра рис. 14-3,*а* на предел измерений от $C_н = 200$ *пф* до $C_м = 20\,000$ *пф* при условии, что напряжение питания не должно превышать 100 *в*; в приборе применить в качестве измерителя миллиамперметр на ток $I_{ма} = 5$ *ма*.

Решение

1. Емкость C_0, соответствующая середине шкалы фарадометра, берется равной среднему алгебраическому значению из крайних емкостей диапазона:

$$C_0 = \sqrt{C_н C_м} = \sqrt{200 \cdot 20\,000} = 2\,000 \ пф.$$

2. Частота источника питания должна удовлетворять условию (14-6):

$$F \geqslant \frac{5 \cdot 10^{-3}}{6,28 \cdot 100 \cdot 2\,000 \cdot 10^{-12}} = 3\,980 \ гц.$$

Выбираем $F = 5$ *кгц*.

3. Необходимое напряжение питания согласно формуле (14-5)

$$U_0 = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{6,28 \cdot 5\,000 \cdot 2\,000 \cdot 10^{-12}} = 80 \ в.$$

4. Исходя из условия

$$R \ll \frac{1}{2\pi F C_0} = 16 \ ком;$$

выбираем $R = 2$ *ком*.

Задача 14-2. Рассчитать схему фарадометра рис. 14,3,*б* на предел измерений $C_н \div C_м = 0,01 \div 1$ *мкф* при питании от сети переменного тока частоты 50 *гц*, если миллиамперметр прибора имеет данные: $I_{ма} = 3$ *ма*, $R_{ма} = 350$ *ом*.

Ответ: $C_0 \approx 0,1$ *мкф*; $R_о \approx 18$ *ком*; $U_0 \approx 55$ *в*. Исходя из условия $R \ll R_0 + R_{ма}$, выбираем $R = 2$ *ком*.

14-4. Параллельные схемы фарадометров

При измерении больших емкостей находят применение фарадометры, работающие по параллельной схеме, одна из которых приведена на рис. 14-6. В этой схеме измеряемая емкость C_x, напряжение на которой измеряется вольтметром переменного тока V, включена параллельно сопротивлению R_2 делителя напряжений $R_1 + R_2$. Схема питается от сети переменного тока через трансформатор *Тр*; напряжение U_0, подводимое к делителю, берется в 10 — 15 раз большим предела измерений вольтметра $U_п$. Сопротивления делителя подбирают такими, чтобы при $C_x = 0$ (т. е. при свободных входных зажимах) стрелка вольтметра отклонялась на всю шкалу. Точная регулировка нуля производится перед началом измерений изменением сопротивления R в цепи первичной обмотки трансформатора или другим способом (например, шунтированием измерительного механизма

вольтметра), не влияющим на общее сопротивление измерительной цепи. Включение емкости C_x будет вызывать уменьшение падения напряжения на сопротивлении R_2 до $U_x < U_n$.

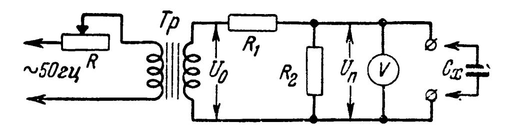


Рис. 14-6. Параллельная схема фарадометра с омическим делителем напряжения.

Отсчет емкостей производится по шкале вольтметра, середине которой при частоте питающей сети 50 *гц* соответствует измеряемая емкость

$$C_0 \approx \frac{1}{181R_1} \cdot \frac{U_0}{U_n}. \qquad (14\text{-}9)$$

Градуировка шкалы определяется приближенной формулой

$$\frac{U_x}{U_n} \approx \frac{C_0}{C_0 + C_x}, \qquad (14\text{-}10)$$

аналогичной формуле градуировки последовательных схем омметров (4-9).

При выбранных значениях емкости C_0 и напряжения U_0 необходимые величины сопротивлений делителя напряжения определяются по формулам:

$$R_1 = \frac{1}{181C_0} \frac{U_0}{U_n}, \qquad (14\text{-}11)$$

$$R_2 = \frac{R_1}{\frac{U_0}{U_n} - 1}. \qquad (14\text{-}12)$$

На рис. 14-7 представлена схема многопредельного фарадометра, основанная на схеме рис. 14-6. Благодаря включению кенотрона 6Ц5С фарадометр питается пульсирующим напряжением, что позволяет использовать прибор для измерения емкостей электролитических конденсаторов.

В заключение отметим, что выполнить точно градуировку фарадометра на основе расчета не всегда удается вследствие влияния различных трудно учитываемых факторов, например индуктивного сопротивления вторичной обмотки

трансформатора. Поэтому при регулировке и градуировке фарадометров следует использовать магазины емкостей или набор конденсаторов с допусками по емкости не более 5%.

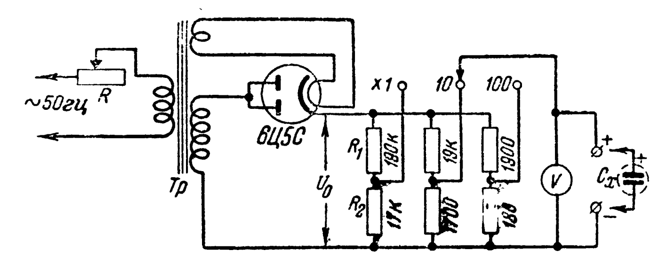


Рис. 14-7. Параллельная схема многопредельного фарадометра.

Задача 14-3. Рассчитать схему фарадометра рис. 14-6 на предел измерений 0,1 — 10 *мкф*, если напряжение питания $U_0 = 120$ *в*, а вольтметр прибора имеет предел измерений $U_п = 10$ *в*.

Ответ: $C_0 = 1$ *мкф*, $R_1 = 66$ *ком*, $R_2 = 6$ *ком*.

14-5. Измерение емкостей методом сравнения (замещения)

Измерение данным методом основано на сравнении действия, оказываемого измеряемой емкостью C_x и образцовой емкостью C_0, на режим измерительной схемы.

Простейшая схема измерений, в которой емкости C_x и C_0 сравниваются по величине их сопротивления переменному току, приведена на рис. 14-8. Здесь вместо миллиамперметра *mA* может быть применен любой стрелочный индикатор, реагирующий на изменение переменного тока, или даже лампочка накаливания; во всех случаях следует стремиться, чтобы сопротивление индикатора было малым, по крайней мере, в 10—15 раз меньше сопротивления емкости C_x.

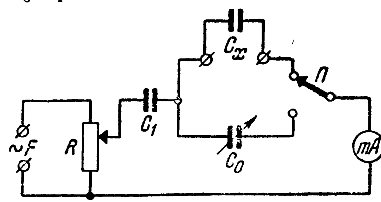


Рис. 14-8. Схема измерения емкостей методом сравнения.

При включении в цепь измеряемой емкости C_x с помощью сопротивления R устанавливают в цепи такой ток, при котором получается удобное для наблюдения показание индикатора. Затем вместо емкости C_x переключателем $П$ включают в цепь образцовую емкость C_0, в качестве которой обычно

используют магазин емкостей или градуированный конденсатор переменной емкости. Емкость C_0 подбирают такой величины, чтобы получить прежнее показание индикатора. Очевидно, что при этом $C_0 = C_x$.

При измерении емкостей свыше 0,005 *мкф* схему измерений можно питать непосредственно от сети переменного тока. При измерении малых емкостей необходим генератор, работающий на частотах порядка нескольких тысяч герц. В обоих случаях для обеспечения безопасности индикатора рекомендуется включать в цепь ограничительный конденсатор C_1, который можно заменить сопротивлением.

Точность измерений рассмотренным методом зависит от чувствительности индикатора и точности отсчета емкости C_0; она может быть получена порядка 1% и выше.

Метод сравнения (замещения) в различных вариантах широко применяется в мостовых и резонансных схемах измерения емкостей.

14-6. Резонансные фарадометры

Колебательный контур, содержащий индуктивность L и емкость C, обладает резонансными свойствами: при введении в контур переменной э. д. с., частота которой равна собственной частоте контура

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \tag{14-13}$$

ток в контуре и напряжение на его элементах достигают максимально возможных при данной э. д. с. значений. Зависимость собственной частоты контура от величины его

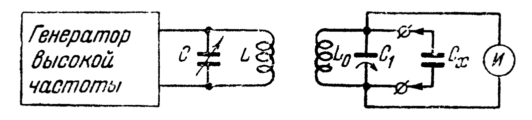


Рис. 14-9. Упрощенная схема резонансного фарадометра.

емкости, определяемая вышеприведенной формулой, используется в резонансных схемах измерения емкостей.

Резонансный фарадометр, упрощенная схема которого изображена на рис. 14-9, содержит три элемента: генератор высокой частоты, контур которого LC показан на схеме, измерительный контур и индикатор резонанса $И$, например

ламповый вольтметр. Измерительный контур, состоящий из образцовой индуктивности L_0 и измеряемой емкости C_x, имеет индуктивную или емкостную связь с генератором.

Изменением емкости переменного конденсатора C генератор настраивают в резонанс с собственной частотой f_0 измерительного контура, что отмечается по максимальным показаниям индикатора *И*. Из формулы (14-13) следует, что при этом измеряемая емкость

$$C_x = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L_0}. \tag{14-14}$$

Следовательно, при постоянном и известном значении индуктивности L_0 переменный конденсатор C контура генератора может иметь шкалу, проградуированную как в значениях частоты f_0, так и в значениях измеряемых емкостей C_x.

Подстроечный конденсатор C_1, включенный параллельно индуктивности L_0, используется для достижения резонанса при $C_x=0$ и установке конденсатора C на нулевую отметку по его шкале емкостей; соответствующая установка «нуля» производится перед началом измерений.

Пределы измерения емкостей определяются величиной индуктивности L_0 и диапазоном частот генератора. Например, при $L_0=100$ *мкгн* и диапазоне генератора 160—3 500 *кгц* прибор будет измерять емкости от десятков пикофарад до 0,01 *мкф*. Каждому поддиапазону генератора будет соответствовать отдельная шкала для отсчета емкостей.

Для расширения предела измерения емкостей без расширения частотного диапазона генератора применяют сменные катушки индуктивности L_0, а также включают исследуемые конденсаторы в измерительный контур последовательно с конденсаторами известной емкости.

Точность измерения резонансными фарадометрами емкостей зависит от устойчивости частоты генератора, точности его градуировки по емкости и точности индикации момента резонанса. Она обычно не превосходит 5—10%.

В качестве индикаторов резонанса в фарадометрах используют чувствительные приборы переменного тока, реагирующие на ток или напряжение, действующее в измерительном контуре. Индикаторы резонанса связываются с контуром индуктивно, через емкость, или присоединяются к нему непосредственно. Если колебания генератора модулированы, то можно включить телефоны последовательно с кристаллическим или ламповым детектором и определить состояние резонанса по силе звука в телефоне. При незату-

хающих колебаниях используют стрелочные или оптические индикаторы настройки. Индикатор не должен вносить в измерительный контур заметного затухания, притупляющего резонансную кривую контура и понижающего точность измерений. С этой точки зрения желательно применение ламповых вольтметров, имеющих очень большое входное сопротивление. Для повышения остроты настройки связь между измерительным контуром и генератором устанавливают по возможности слабой.

Точность фиксации резонанса повышается при использовании в резонансном фарадометре метода нулевых биений. На рис. 14-10 в упрощенном виде показана одна из возмож-

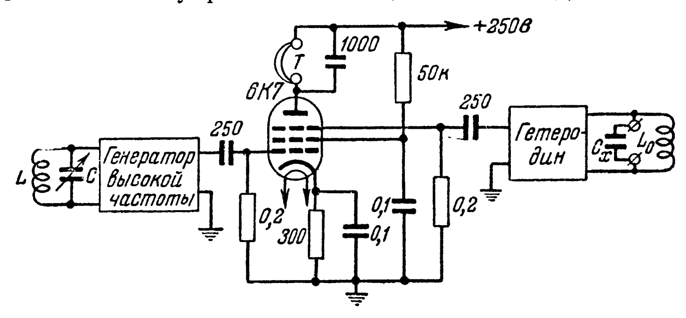


Рис. 14-10. Схема резонансного фарадометра с индикацией резонанса по методу нулевых биений.

ных схем такого фарадометра. Прибор содержит генератор, гетеродин и детекторный каскад на лампе 6К7. Измерительный контур L_0, C_x является контуром гетеродина и определяет частоту $f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 C_x}}$ генерируемых последним колебаний. Колебания генератора и гетеродина подводятся к различным сеткам детекторной лампы. Изменением емкости конденсатора C генератор настраивают точно на частоту гетеродина f_0 по нулевым биениям, которые прослушиваются в телефонах T, включенных в анодную цепь детекторной лампы. Шкала конденсатора C градуируется в значениях измеряемых емкостей.

В рассмотренной схеме генератором может служить любой высокочастотный измерительный генератор. Такой генератор удобно снабдить резонансной приставкой, которую можно приспособить не только для измерения емкостей, но и для измерения индуктивностей, частоты, добротности и других параметров высокочастотных цепей.

Резонансные схемы не применяются для измерения емкостей, больших 0,01—0,05 *мкф*, так как на низких частотах резонансные кривые колебательных контуров становятся тупыми, что затрудняет фиксацию резонанса.

Любая резонансная схема может быть применена для измерения емкостей *методом замещения.* В этом случае результаты измерения не будут зависеть от точности настройки и градуировки шкалы генератора, что позволяет снизить погрешность измерений до 1—2%.

В общем случае схема измерений аналогична представленной на рис. 14-11. Здесь в состав измерительного контура включен переменный конденсатор C_0, который снаб-

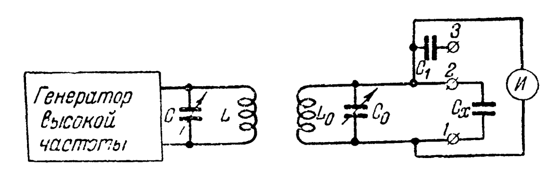


Рис. 14-11. Резонансная схема измерения емкостей методом замещения.

жен шкалой, проградуированной в значениях его емкости. Процесс измерения состоит из двух этапов. Вначале конденсатор C_0 устанавливают в положение максимальной емкости, равной, например, C_{01}, и при свободных входных зажимах ($C_x = 0$) настраивают генератор в резонанс с измерительным контуром по максимальным показаниям индикатора *И*. Затем к измерительному контуру присоединяют измеряемую емкость C_x, нарушающую резонанс; не изменяя настройки генератора, уменьшают емкость C_0 до значения C_{02}, при котором резонанс восстанавливается. Очевидно, что емкость конденсатора C_0 придется уменьшить на величину C_x; следовательно,

$$C_x = C_{01} - C_{02}. \qquad (14\text{-}15)$$

Предельное значение измеряемых емкостей при их подключении к зажимам *1* и *2* равно разности между максимальной и минимальной емкостями переменного конденсатора. Конденсаторы, емкость которых превышает указанное значение, подключают к зажимам *1* и *3*, т. е. их присоединяют к измерительному контуру последовательно с постоянным конденсатором известной емкости C_1. При этом порядок

измерений остается прежним, но величина измеряемой емкости подсчитывается по формуле

$$C_x = \frac{C_1 (C_{01} - C_{02})}{C_1 - (C_{01} - C_{02})}. \qquad (14\text{-}16)$$

Например, при $C_1 = 600$ *пф*, $C_{01} = 500$ *пф* и $C_{02} = 100$ *пф*

$$C_x = \frac{600 \cdot 400}{600 - 400} = 1\,200 \text{ пф}.$$

Применяя несколько постоянных переключаемых конденсаторов C_1, можно получить ряд пределов измерений. Если для каждого предела задаться предельным значением измеряемой емкости $C_п$, то необходимую емкость дополнительного конденсатора находят по формуле

$$C_1 = \frac{C_п (C_м - C_н)}{C_п - (C_м - C_н)}, \qquad (14\text{-}17)$$

где $C_м$ и $C_н$ — соответственно максимальная и минимальная емкости переменного конденсатора C_0. Например, при $C_п = 1\,000$ *пф*, $C_м = 500$ *пф* и $C_н = 20$ *пф* необходима емкость $C_1 = 923$ *пф*.

Для упрощения процесса измерения конденсатор C_0 можно снабдить несколькими шкалами (отдельными для каждого предела), проградуированными в значениях измеряемых емкостей.

Точность измерений порядка десятых долей процента можно получить при использовании метода замещения в резонансных схемах измерения, основанных на явлении нулевых биений. Если выполнить генератор и гетеродин такого фарадометра совершенно идентичными (рис. 14-10), то прибор можно успешно применить для подгонки емкостей сдвоенных и строенных блоков переменных конденсаторов. После установления нулевых биений к колебательным контурам генератора и гетеродина одновременно подключают по одной секции блока переменных конденсаторов. Если обе секции совершенно одинаковы, то при сопряженном изменении их емкости нулевые биения должны сохраняться.

В ряде случаев сложные ламповые приборы можно успешно заменить простейшим *зуммерным измерителем емкостей,* схема которого приведена на рис. 14-12. При включении питания в колебательном контуре L_1C периодически, с частотой замыкания контактов зуммера, возбуждаются затухающие колебания; по форме эти колебания сходны

с модулированными колебаниями, а их основная частота определяется параметрами контура L_1C. Порядок измерения тот же, что и для схемы рис. 14-11. Резонансная настройка определяется по максимальной громкости звука в телефонах *Т*, включенных последовательно с детектором *Д*. Для повышения остроты настройки рекомендуется связь между

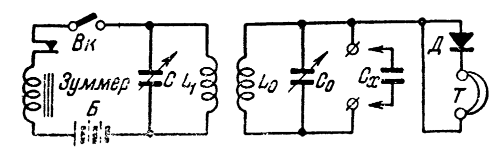


Рис. 14-12. Схема зуммерного резонансного измерителя емкостей.

контурами брать слабой, а индикатор подключать к измерительному контуру одним полюсом.

К простым вариантам резонансных измерителей емкостей относятся приборы, использующие *явление поглощения*. Схема подобного прибора приведена на рис. 14-13 Прибор содержит маломощный ламповый гетеродин, работающий по схеме с емкостной обратной связью. С колебательным контуром гетеродина индуктивно связан измерительный контур

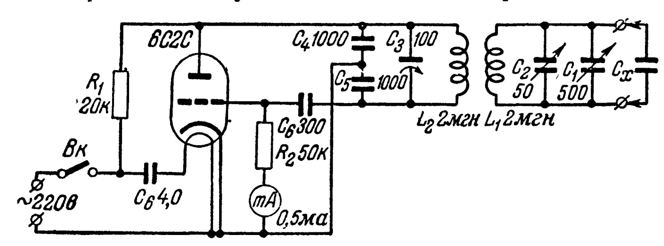


Рис. 14-13. Схема резонансного измерителя емкостей, использующего явление поглощения.

$L_1C_1C_2$. Связь между контурами устанавливается относительно сильной, что обусловливает заметное влияние измерительного контура на режим работы гетеродина.

Основной особенностью схемы является то, что в ней в качестве индикатора резонанса используется миллиамперметр постоянного тока *mA*, включенный в цепи сетки генераторной лампы. При настройке измерительного контура в резонанс с частотой гетеродина сопротивление контура становится чисто активным, а энергия, поглощаемая им от генератора, оказывается наибольшей; это вызывает резкое

уменьшение постоянной составляющей сеточного тока генераторной лампы, измеряемой миллиамперметром *mA*, по сравнению с током, имеющим место при отсутствии резонанса.

Для повышения точности измерения малых емкостей измерительный контур содержит два параллельно включенных переменных конденсатора C_1 и C_2, имеющих максимальную емкость соответственно 500 и 50 *пф*. Первоначально оба конденсатора устанавливают в положение максимальной емкости и с помощью подстроечного конденсатора C_3 добиваются резонансной настройки гетеродина по минимуму показаний миллиамперметра. Затем, присоединив к измерительному контуру емкость C_x, в зависимости от величины последней вновь добиваются резонанса изменением одной из емкостей C_1 или C_2. Шкалы конденсаторов C_1 и C_2 можно проградуировать в значениях измеряемых емкостей.

Питание прибора производится непосредственно от сети переменного тока; необходимый ток в цепи накала обеспечивается выбором конденсатора C_6.

14-7. Общие сведения о мостах переменного тока

В радиотехнической практике для измерения емкостей, индуктивностей, активных сопротивлений, низких частот и некоторых других электрических величин находят применение мосты переменного тока. Главным достоинством этих приборов является высокая точность измерений, достигающая в лучших образцах сотых долей процента, при широком диапазоне измеряемых величин.

В общем случае схема моста имеет вид, показанный на схеме рис. 14-14. Плечи моста составлены из четырех сопротивлений Z_1, Z_2, Z_3 и Z_4, которые могут носить активный, реактивный (емкостный, индуктивный) или комплексный (смешанный) характер. Одно из сопротивлений, например Z_4, представляет собой измеряемое сопротивление. Питание моста производится от источника переменного тока частоты F, напряжение которого подводится через трансформатор *Тр* к одной из диагоналей моста. К другой диагонали подключен индикатор нуля переменного тока *И*.

Так же как и в мостах постоянного тока, процесс измерения мостами переменного тока сводится к уравновешиванию моста, которое характеризуется отсутствием разности потенциалов между точками *а* и *б*. Для достижения равно-

весия необходимо, чтобы падения напряжений на сопротивлениях Z_1 и Z_4, а также соответственно на сопротивлениях Z_2 и Z_3 были равны по амплитуде и имели одинаковую фазу.

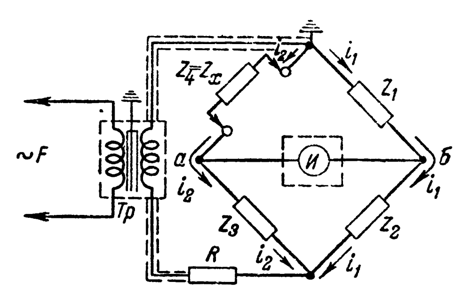


Рис. 14-14. Схема моста переменного тока

В теории мостов переменного тока доказывается, что у с л о в и я м и р а в н о в е с и я м о с т а я в л я ю т с я р а в е н с т в о м е ж д у с о б о й п р о и з в е д е н и й п о л н ы х с о п р о т и в л е н и й п р о т и в о п о л о ж н ы х п л е ч м о с т а, т. е.

$$Z_4 Z_2 = Z_1 Z_3, \tag{14-18}$$

и р а в е н с т в о м е ж д у с о б о й с у м м ф а з о в ы х у г л о в (между напряжением и током) э т и х ж е п л е ч м о с т а, т. е.

$$\varphi_4 + \varphi_2 = \varphi_1 + \varphi_3. \tag{14-19}$$

Для чисто активных плеч моста фазовый угол $\varphi = 0$, для чисто емкостных $\varphi = -90^\circ \left(-\frac{\pi}{2}\right)$, для чисто индуктивных $\varphi = +90^\circ \left(+\frac{\pi}{2}\right)$; если сопротивление плеча имеет комплексный характер, то фазовый угол зависит от соотношения между его активным и реактивным составляющими и по абсолютной величине меньше $90^\circ \left(\frac{\pi}{2}\right)$.

Условие (14-18) может быть всегда выполнено путем регулировки величины сопротивлений плеч моста. Возможность же выполнения условия (14-19) зависит в первую очередь от правильности выбора схемы моста. Очевидно, что последнее условие соблюдается, если все четыре плеча состоят из одинаковых элементов — активных сопротивлений, емкостей или индуктивностей. Если же, например, сопротив-

ления Z_4 и Z_2 являются чисто активными, т. е. сумма их фазовых углов $\varphi_4+\varphi_2=0+0=0$, то при сопротивлении Z_1, представляющем собой емкость для удовлетворения условия (14-19), сопротивление Z_3 обязательно должно быть индуктивным; тогда $\varphi_1+\varphi_3=-90^\circ+90^\circ=0$.

В мостах переменного тока стараются избегать применения катушек индуктивности (если они, конечно, не являются объектами измерений), так как они имеют сравнительно большое активное сопротивление; кроме того, значение индуктивности катушки, имеющей железный сердечник, не является стабильной величиной, так как оно зависит от величины протекающего через катушку тока и, кроме того, через катушки индуктивности возможно непосредственное воздействие паразитных магнитных полей на измерительную схему. Также нежелательно применение в мостах переменных конденсаторов, усложняющих конструкцию прибора. Наиболее удобными элементами мостов являются постоянные и переменные активные сопротивления, легко поддающиеся подбору и регулировке.

При равновесии моста величина измеряемого элемента определяется исходя из величин постоянных и переменных элементов, включенных в плечи моста. В мостах переменного тока промышленного изготовления применяют образцовые сопротивления и емкости, часто сведенные в магазины. Переменные детали снабжаются шкалами, проградуированными в значениях их электрических величин или пропорциональных им единицах. Чем точнее известны электрические данные деталей моста, тем выше точность измерения.

Питание мостов производится от сети переменного тока и генераторов звуковой частоты. Высокочастотные источники используются редко и лишь в том случае, если измеряемая величина сильно зависит от частоты измерения; при их применении конструкция моста усложняется вследствие необходимости принятия мер для устранения паразитных связей элементов моста между собой и по отношению к окружающим предметам. Заметно зависит от частоты лишь величина активных сопротивлений. Для большинства емкостей и индуктивностей зависимость от частоты обычно незначительна; поэтому их измерение можно производить при питании моста от низкочастотного источника.

Удобным источником питания моста является сеть переменного тока. Для предохранения элементов моста от перегрузки током при малом сопротивлении измеряемого эле-

мента последовательно со вторичной обмоткой трансформатора иногда включают ограничительное сопротивление.

Мосты, питаемые от сети переменного тока, трудно использовать для измерения малых индуктивностей и емкостей; на частоте 50 *гц* сопротивление первых оказывается ничтожно малым, а сопротивление вторых — чрезмерно большим. Поэтому мосты, особенно универсального назначения, обычно питают от зуммерных или ламповых генераторов, работающих на фиксированной частоте, выбираемой порядка 1 000 *гц*. На этой частоте удобно применить простейший индикатор нуля — телефоны, а паразитные связи проявляются слабо.

При питании от зуммерного генератора мост часто конструируют в виде компактного переносного прибора, внутри кожуха которого помещают первичные источники питания — один или два сухих элемента. Колебания зуммерного генератора, как известно, недостаточно стабильны по частоте и, кроме того, содержат большое количество гармонических составляющих. Иногда это имеет место и при использовании ламповых генераторов. Поэтому схему моста следует составлять так, чтобы условия равновесия не зависели от частоты питающего тока. Однако и при правильно составленной схеме влияние паразитных емкостных связей может привести к тому, что мост, уравновешенный для колебаний основной частоты, окажется неуравновешенным для высших гармоник, вследствие чего ток через индикатор не будет уменьшаться до нуля. Это затрудняет настройку моста и уменьшает точность измерений. С этой точки зрения предпочтительнее применение ламповых генераторов, форма колебаний которых может быть получена близкой к синусоидальной. Для уменьшения влияния гармоник иногда напряжение питания подводят к мосту через фильтр.

Во многих мостах, питаемых источниками звуковой частоты, в качестве индикаторов нуля используют *телефоны*. Телефон является наиболее простым, дешевым и в то же время весьма чувствительным индикатором. При его применении мост уравновешивают по минимальной слышимости тона основной частоты. При питании моста от сети переменного тока или от источника сверхзвуковой частоты используют *детекторные* или *ламповые индикаторы нуля*, подключаемые к мосту через усилители; указателями равновесия в этих индикаторах служат стрелочные измерители или лампы типа 6Е5С. Для уменьшения влияния гармоник и повышения остроты настройки один из каскадов усили-

теля иногда выполняют по резонансной схеме. В одну из цепей индикатора нуля вводят регулятор чувствительности, позволяющий уменьшать чувствительность индикатора при неуравновешенном мосте и максимально повышать чувствительность при подходе к положению равновесия.

Паразитные связи, существующие между элементами моста, источником питания, индикатором и окружающими предметами, являются одной из главных причин отсутствия острого минимума при уравновешивании моста и связанного с этим возрастания погрешности измерений. С повышением частоты питания влияние паразитных связей усиливается. При работе на частотах порядка 1 000 *гц* и ниже для устранения влияния паразитных связей можно ограничиться следующими мерами:

1) при питании моста от генератора последний располагают как можно дальше от измерительной схемы и помещают в экран; проводку питания к мосту ведут экранированным кабелем;

2) при питании моста от сети переменного тока входные провода шунтируют на корпус конденсаторами емкостью порядка нескольких тысяч пикофарад; трансформатор питания помещают в экран;

3) индикатор нуля подключают к мосту через симметрирующий трансформатор; симметрирующий трансформатор, а если возможно, то и индикатор нуля, располагают в экране;

4) одну из вершин моста, соединенную с источником питания, измеряемым элементом и регулируемым плечом, заземляют;

5) лицевую панель изготовляют из металла для устранения влияния руки оператора.

При расчете мостовых схем следует учитывать, что взаимная перемена местами индикаторной диагонали и диагонали питания может сказаться лишь на чувствительности моста, не вызывая нарушения условий его равновесия.

Сложность, а следовательно и длительность уравновешивания, является главным фактором, ограничивающим применение мостов переменного тока. С этой точки зрения весьма перспективными являются *неуравновешенные и автоматические мосты переменного тока*, основанные на принципах, изложенных в § 4-11.

Особенностью неуравновешенных мостов переменного тока является то, что в случае измерения комплексного сопротивления величина и фаза выходного напряжения на зажи-

мах индикаторной диагонали зависят как от величины, так и от характера этого сопротивления. При сравнительно малом отклонении от состояния равновесия активная и реактивная составляющие выходного напряжения оказываются примерно пропорциональными приращениям соответствующих составляющих измеряемого сопротивления относительно тех значений, при которых мост уравновешен. При помощи двух фазочувствительных систем, работающих со сдвигом фаз в 90°, удается разделить составляющие выходного напряжения, которые раздельно измеряются двумя индикаторами, градуируемыми непосредственно в значениях активной и реактивной составляющих измеряемого сопротивления.

В автоматических мостах переменного тока выделенные фазочувствительными системами составляющие выходного напряжения приводят в действие два электродвигателя, которые посредством приводов воздействуют на отдельные элементы мостовой схемы до достижения состояния равновесия.

14-8. Мостовые схемы измерения емкостей

В качестве мостовой схемы для измерения емкостей целесообразно выбрать схему рис. 14-15. Два плеча этой схемы составляют активные сопротивления R_2 и R_3. В третьем плече включены последовательно соединенные образцовая емкость C_1 и активное сопротивление R_1. При учете активных потерь в исследуемом конденсаторе, которые обычно малы, эквивалентное им сопротивление R_x удобнее представлять соединенным последовательно с измеряемой емкостью C_x. Сопротивление потерь R_x можно было бы пересчитать в соответствии с формулой (14-1) на сопротивление утечки большой величины, включенное параллельно емкости C_x; сопротивление R_1 пришлось бы в этом случае для удобства измерения также включать параллельно конденсатору C_1 и брать очень большой величины, что практически нецелесообразно.

Если мост рассчитывается на измерение сравнительно небольших емкостей (меньших 0,01 *мкф*), для которых потери на низких частотах очень малы, сопротивление R_1 может отсутствовать.

Равновесие моста, у которого сопротивление плеч носит комплексный характер, определяется, как известно, двумя условиями: (14-18) и (14-19). Для конкретизации условия равенства фаз (14-19), можно воспользоваться следующим

правилом: **если два плеча моста содержат чисто активные или чисто реактивные сопротивления, то равенство фаз будет иметь место при одинаковой добротности двух дру-**

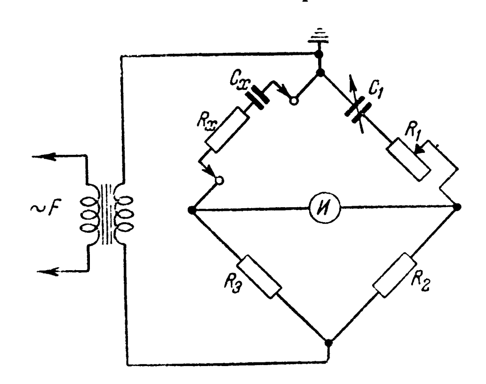


Рис. 14-15. Схема однопредельного моста для измерения емкостей.

гих комплексных плеч, т. е. при одинаковых соотношениях между их реактивными и активными сопротивлениями.

Напишем условие (14-18) для схемы рис. 14-15:

$$R_2\sqrt{R_x^2+\frac{1}{(2\pi FC_x)^2}}=R_3\sqrt{R_1^2+\frac{1}{(2\pi FC_1)^2}}. \qquad (14\text{-}20)$$

Приравняем добротности комплексных плеч;

$$\frac{1}{2\pi FC_xR_x}=\frac{1}{2\pi FC_1R_1}. \qquad (14\text{-}21)$$

Решая совместно равенства (14-20) и (14-21) находим:

$$C_x=C_1\frac{R_2}{R_3}, \qquad (14\text{-}22)$$

$$R_x=R_1\frac{R_3}{R_2}. \qquad (14\text{-}23)$$

Таким образом, при уравновешенном мосте по данным его элементов можно определить как измеряемую емкость C_x, так и потери в ней R_x.

Для того чтобы добиться одновременного выполнения равенств (14-20) и (14-21), необходимо предусмотреть плав-

ную или плавно-ступенчатую регулировку, по крайней мере, двух элементов моста. Наиболее быстрое уравновешивание моста достигается при выборе в качестве переменных элементов емкости C_1 и сопротивления R_1.

Если отказаться от применения переменного конденсатора, то возможны два варианта построения моста. Первому варианту соответствует схема рис. 14-16. Здесь уравновешивание моста, питаемого, например, от зуммерного генератора, производится по минимальной слышимости тона основной частоты в телефонах T путем поочередного, повто-

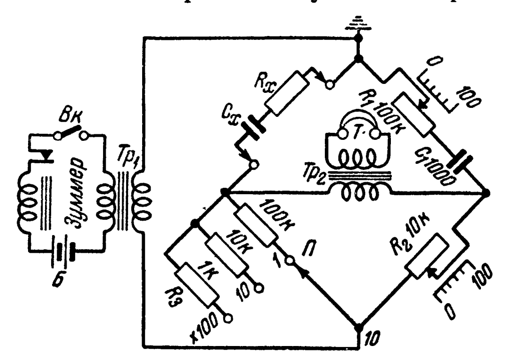


Рис. 14-16. Схема многопредельного моста для измерения емкостей.

ряемого несколько раз изменения переменных сопротивлений R_1 и R_2. Расширение пределов измерения моста осуществляется переключением сопротивлений R_3, величины которых по отношению друг к другу берутся кратными 10.

При правильном выборе элементов моста измеряемая емкость численно равна произведению отсчета по шкале, которой снабжается сопротивление R_2, и множителя, определяемого положением переключателя *П*.

Предположим, что емкость $C_1 = 1\,000$ *пф*, а сопротивление $R_3 = 10R_{2м}$, где $R_{2м}$ — максимальное значение сопротивления R_2. Тогда при установке переключателя *П* в положение *1* предельная измеряемая емкость в соответствии с формулой (14-22) оказывается равной

$$C_п = C_1 \frac{R_{2м}}{R_3} = 1\,000 \frac{R_{2м}}{10R_{2м}} = 100 \text{ пф}.$$

Если шкалу переменного сопротивления R_2 разбить на 100 делений, то отсчет емкости C_x (при уравновешенном мосте),

можно производить непосредственно по этой шкале. При установке переключателя *П* в положение „*10*" сопротивление R_3 равно $R_{2м}$, а предел измерений увеличивается до 1 000 *пф*; в положении „*100*" сопротивление R_3 равно $0{,}1R_{2м}$, а предел измерений возрастает до 10 000 *пф*.

Из формулы (14-23) следует, что сопротивление потерь R_x определяется значениями двух переменных величин: R_1 и R_2. Для нахождения сопротивления потерь удобнее пользоваться формулой

$$R_x = \frac{R_1 C_1}{C_x}, \qquad (14\text{-}24)$$

которую легко получить, если перемножить соответственно левые и правые части равенств (14-22) и (14-23). Так как емкость C_1 постоянна, то сопротивление R_1 можно снабдить шкалой, отсчет по которой, разделенный на величину измеряемой емкости C_x в микрофарадах, будет численно равен сопротивлению R_x в омах. Для схемы рис. 14-16 при полном сопротивлении $R_{1м} = 100$ *ком* шкала сопротивления R_1, должна быть разбита на 100 делений. Если, например, при $C_x = 0{,}15$ *мкф* отсчет по этой шкале равен 45 делениям то $R_x = 45 : 0{,}15 = 300$ *ом*.

Разновидностью схемы рис. 14-16 является схема, в которой переменным является сопротивление R_3, а расширение пределов измерения производится переключением сопротивления R_2.

На рис. 14-17 приведена схема второго основного варианта измерительного моста, широко применяемая в самодельных приборах. В этой схеме сопротивления R_2 и R_3 заменены реохордом (§ 4-11), последовательно с которым включены ограничительные сопротивления R_{21} и R_{31}; величина последних берется обычно равной $\frac{R}{9}$, где R — сопротивление реохорда. Изменение пределов измерения емкостей производится переключением конденсаторов C_1. Уравновешивание моста достигается с помощью реохорда и переменного сопротивления R_1. Измеряемая емкость согласно формуле (14-22) находится как результат умножения отношения $\frac{R_2}{R_3} = \frac{l_2}{l_3}$, отсчитываемого по нижней (на рис. 14-17) шкале реохорда, на величину емкости C_1, определяемую положением переключателя *П*.

Сопротивление R_1 имеет шкалу, проградуированную в значениях его электрической величины. Для удобства определения сопротивления потерь R_x реохорд имеет вторую (верхнюю) шкалу, проградуированную в отношениях $\frac{R_3}{R_2} = \frac{l_3}{l_2}$. Тогда отсчет по этой шкале, умноженный на отсчет по шкале сопротивления R_1, даст искомую величину потерь. Без заметного ущерба для точности измерения емкостей переменное сопротивление R_1 можно исключить.

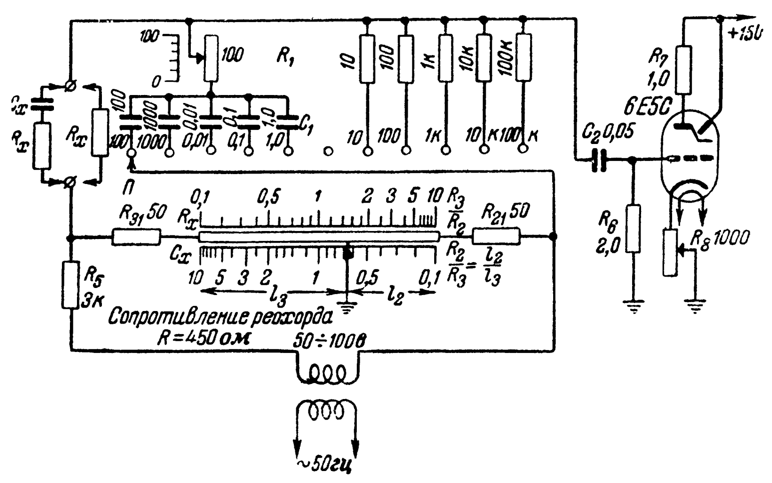


Рис. 14-17. Схема реохордного моста для измерения емкостей и сопротивлений.

Одним из достоинств этих схем является то, что они наряду с измерением емкостей могут быть легко приспособлены для измерения активных сопротивлений. Для этой цели, как видно из рис. 14-17, на пределах измерения сопротивлений вместо емкости C_1 и переменного сопротивления R_1 в первое плечо моста включают постоянное активное сопротивление R_1. Измеряемое сопротивление при уравновешенном мосте вычисляется согласно формуле (14-23) посредством умножения отсчета по верхней шкале реохорда на величину сопротивления R_1, определяемую положением переключателя $П$. Если желательно при измерении емкостей и активных сопротивлений пользоваться одной общей шкалой реохорда, то при переходе от одного вида измерений к другому переключают концы реохорда.

В схеме рис. 14-17 напряжение питания подводится к реохорду, ползунок которого заземлен с целью исключения влияния руки оператора на настройку моста. Для индикации нуля применена простейшая схема с электронно-лучевым индикатором 6Е5С. Напряжение с индикаторной диагонали моста выпрямляется в сеточной цепи лампы, задавая на сетку отрицательный потенциал, который сужает теневой сектор на экране лампы. Приближение к положению равновесия характеризуется расширением теневого сектора вследствие уменьшения напряжения на сетке лампы. Для регулировки чувствительности индикатора на различных этапах настройки моста служит сопротивление обратной связи R_8. Чувствительность индикатора можно значительно повысить применением каскада предварительного усиления. Повышение же чувствительности наряду с улучшением точности отсчета позволит расширить пределы измерения прибора в сторону больших сопротивлений и меньших емкостей.

При наличии градуированного переменного конденсатора любую мостовую схему измерения емкостей можно легко приспособить для измерения малых емкостей методом замещения. Для этого мост уравновешивают при полностью введенной емкости подключаемого к зажимам C_x переменного конденсатора. Затем параллельно этому конденсатору включают исследуемый и уменьшением емкости переменного конденсатора вновь уравновешивают мост. Разность отсчетов по шкале переменного конденсатора равна измеряемой емкости.

При измерении методом замещения точность измерения зависит в основном от точности градуировки шкалы переменного конденсатора и не зависит от таких факторов, как точность градуировки шкалы моста, несовершенство экранировки, наличие паразитных связей и т. д.

14-9. Измерение очень малых емкостей

Измерение очень малых емкостей (порядка единиц или долей пикофарады) производится при питании измерительной схемы от источника тока высокой частоты, обычно порядка сотен килогерц. При низкой частоте питающего напряжения сопротивление измеряемой емкости может оказаться настолько большим, что начнет сказываться влияние шунтирующих ее сопротивлений утечек между электродами емкости или между зажимами измерительной схемы; кроме того, при низкой частоте необходимое напряжение питания становится чрезмерно большим.

В приборах промышленного изготовления, предназначенных для измерения очень малых емкостей, применяют мостовые и резонанс-

ные схемы в сочетании с методом замещения. При этом используются переменные конденсаторы специальной конструкции, позволяющие отсчитывать очень малые изменения емкости. Индикатор прибора берется весьма чувствительным, так как он должен реагировать на ничтожные изменения подключенной к прибору емкости. Серьезную проблему представляют различные паразитные связи, устранение которых достигается усложнением конструкции прибора.

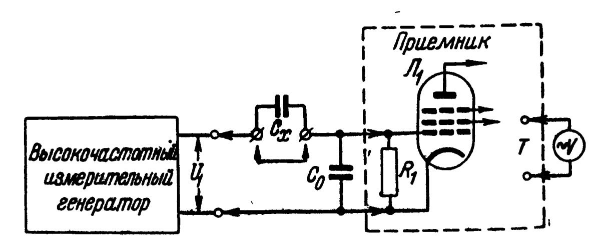


Рис. 14-18. Схема измерения очень малых емкостей.

При наличии высокочастотного измерительного генератора и радиоприемника измерение очень малых емкостей (вплоть до сотых и тысячных долей пикофарады) можно производить по схеме рис. 14-18. Последовательно с измеряемой емкостью C_x включают известную емкость C_0 порядка 10—50 *пф*. К этой цепи от генератора подводят напряжение высокой частоты U_1. Небольшая часть этого

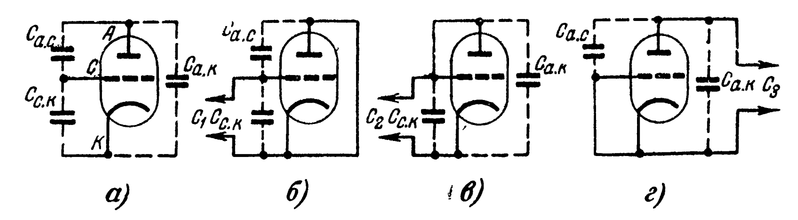


Рис. 14-19. Схемы измерения междуэлектродных емкостей триода.

напряжения снимается с емкости C_0 и подается непосредственно на сетку первой лампы приемника, от которой отсоединяется входная цепь за исключением сопротивления утечки R_1. Генератор настраивают на частоту приемника по максимальным показаниям вольтметра переменного тока V, включенного на выходе приемника; напряжение U_1 устанавливают такой величины, чтобы получить по вольтметру удобный отсчет. Затем зажимы «C_x» закорачивают, а напряжение, подводимое от генератора, уменьшают до значения U_2, при котором вольтметр V даст прежнее показание. Измеряемую емкость рассчитывают по формуле

$$C_x = C_0 \frac{U_2}{U_1}. \quad (14\text{-}25)$$

При разработке схемы и методики измерения очень малых емкостей часто приходится учитывать необходимость устранения влия-

ния цепей, включенных параллельно измеряемой емкости. В качестве примера рассмотрим возможную методику измерения схемой рис. 14-18 статических междуэлектродных емкостей триода, изображенного на рис. 14-19,*а*. Параллельно любой из емкостей триода включены последовательно соединенные две другие емкости, так что непосредственное измерение емкости между электродами даст завышенные результаты. Поэтому измерение проводят в следующем порядке. Сначала измеряют емкость C_1 между сеткой и катодом при аноде, закороченном на катод (рис. 14-19,*б*); затем между этими же электродами измеряют емкость C_2 при аноде, закороченном на сетку (рис. 14-19,*в*), и наконец, измеряют емкость C_3 между анодом и катодом при сетке, соединенной с катодом (рис. 14-19,*г*). Очевидно, что измеренные емкости

$$C_1 = C_{с.к} + C_{а.с},$$
$$C_2 = C_{с.к} + C_{а.к},$$
$$C_3 = C_{а.к} + C_{а\,с}.$$

При совместном решении приведенных выше равенств получим:

$$C_{с\,к} = \frac{C_1 + C_2 - C_3}{2}, \quad (14\text{-}26)$$

$$C_{а.с} = \frac{C_1 + C_3 - C_2}{2}, \quad (14\text{-}27)$$

$$C_{а.к} = \frac{C_2 + C_3 - C_1}{2}. \quad (14\text{-}28)$$

При измерении междуэлектродных емкостей соединительные проводники желательно присоединять непосредственно к выводам электродов. Проводники должны быть возможно короче и располагаться так, чтобы не вносить заметных дополнительных емкостей.

Задача 14-4. При испытании по схемам рис. 14-19 триода 6С2С получены следующие результаты: $C_1 = 6{,}8$ *пф*, $C_2 = 7{,}5$ *пф*, $C_3 = 8{,}3$ *пф*. Найти междуэлектродные емкости лампы.

Ответ: $C_{с.к} = 3$ *пф*, $C_{а\,к} = 4{,}5$ *пф*, $C_{а\,с} = 3{,}8$ *пф*.

ГЛАВА ПЯТНАДЦАТАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ ИНДУКТИВНОСТЕЙ

15-1. Общие сведения

Индуктивность является основным параметром, характеризующим контурные катушки, дроссели и трансформаторы. Возможные значения индуктивностей катушек, включаемых в высокочастотные цепи радиоаппаратуры, лежат примерно в пределах от десятых долей микрогенри до десятков миллигенри; катушки, используемые в низкочастотных цепях, имеют значительно большую индуктивность, часто

достигающую десятков и сотен генри. Требуемая точность измерения индуктивности катушек зависит от назначения последних. Высокая точность, порядка 1%, необходима при определении индуктивности катушек, входящих в состав колебательных контуров. В большинстве других случаев допустима погрешность измерения в 10—15%.

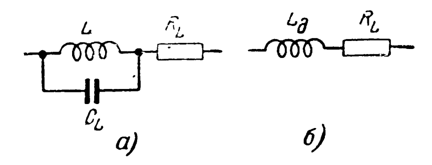


Рис. 15-1. Эквивалентные схемы катушек индуктивности.

Каждая катушка помимо индуктивности L обладает некоторой собственной (междувитковой) емкостью C_L и активным сопротивлением R_L; ей примерно соответствует эквивалентная схема, показанная на рис. 15-1, *а*. Наличие емкости C_L приводит к тому, что при измерении мы определяем не истинную индуктивность катушки L, а ее так называемое *действующее* или *динамическое значение* $L_д$, эквивалентное по своему сопротивлению общему сопротивлению индуктивности L и емкости C_L:

$$L_д = \frac{L}{1 - 4\pi^2 F^2 L C_L} = \frac{L}{1 - \frac{F^2}{F_L^2}}, \qquad (15\text{-}1)$$

где F — частота тока, протекающего по катушке;

$F_L = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_L}}$ — собственная резонансная частота катушки.

С учетом действующей индуктивности эквивалентная схема катушки соответствует рис. 15-1,*б*.

При измерениях на низких частотах, когда $F \ll F_L$, действующая индуктивность близка к истинной. На высоких частотах вследствие усиления влияния собственной емкости C_L, поверхностного эффекта и других факторов действующая индуктивность может значительно отличаться, обычно в сторону завышения, от индуктивности, измеренной на низких частотах.

Сопротивление потерь катушки R_L, равное омическому сопротивлению ее обмотки, проще всего измерить с помощью

омметра или моста постоянного тока. При этом следует помнить, что при включении катушки в цепь переменного тока, особенно высокой частоты, потери в ней резко возрастают вследствие поверхностного эффекта и появления диэлектрических потерь в изоляции обмотки, в каркасе, диэлектрике сердечника и т. д.

Действующее значение индуктивности катушки и действительные потери, имеющие в ней место, зависят от частоты. Поэтому испытание катушек, особенно высокочастотных, желательно проводить при частоте, на которой они предназначены работать. Катушки, помещаемые в экраны, испытываются при надетых экранах.

Основными методами измерения индуктивностей являются метод вольтметра-амперметра, мостовой метод и резонансный метод.

Измерение индуктивностей методом вольтметра-амперметра совершенно аналогично измерению этим же методом емкостей (§ 14-2). Для получения правильных результатов необходимо, чтобы индуктивное сопротивление исследуемой катушки было много больше ее активного сопротивления, а входная емкость вольтметра была малой. Метод вольтметра-амперметра для измерения малых индуктивностей не применяется, так как в этом случае пришлось бы иметь дело с очень большими токами, опасными для катушек.

Перед измерением катушка индуктивности должна быть проверена на отсутствие в ней обрыва и короткозамкнутых витков. Обрыв легко обнаруживается с помощью любого омметра или пробника. Проверка на отсутствие коротких замыканий проще всего производится помещением испытуемой катушки вблизи другой катушки, входящей в состав настроенного в резонанс колебательного контура или составляющей одной из плеч уравновешенного моста переменного тока. Катушка с короткозамкнутыми витками будет вносить в связанную с нею цепь большие активные потери и реактивное сопротивление, уменьшающее действующую индуктивность цепи; в результате произойдет резкое нарушение резонанса контура или равновесия моста. В специальных устройствах катушка измерительной цепи и испытуемая катушка насаживаются на общий сердечник. Для проверки катушки можно использовать и радиоприемник. Для этого приемник настраивают на какую-либо хорошо слышимую станцию, после чего вблизи одной из его контурных катушек (желательно на одной оси с нею) помещают испытуемую. При наличии короткозамкнутых витков громкость при-

ема резко уменьшится. Уменьшение громкости может иметь место и в том случае, если частота настройки приемника окажется близкой к собственной частоте испытуемой катушки. Поэтому во избежание ошибки следует испытание повторить при настройке приемника на какую-либо другую станцию, достаточно удаленную от первой по частоте.

15-2. Мостовые схемы измерения индуктивностей

Мосты, применяемые для измерения индуктивностей, питаются почти исключительно от источников звуковой частоты порядка 1 000 *гц*. При более низкой частоте питающего напряжения затрудняется измерение малых индуктивностей; питание же от высокочастотных источников целесообразно лишь в лабораторных условиях.

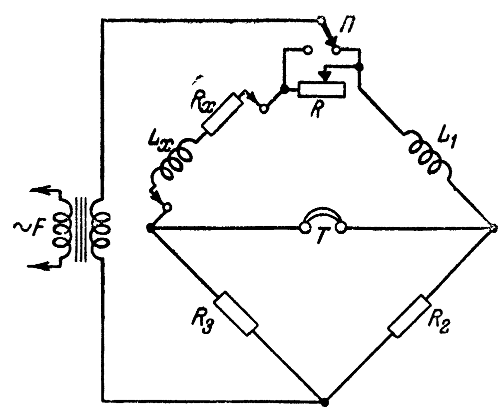


Рис. 15-2. Мостовая схема измерения индуктивностей с применением образцовой индуктивности.

При измерении индуктивностей выбирают одну из схем рис. 15-2 или 15-3. Схема рис. 15-2 характеризуется включением в плечо, смежное с исследуемым, образцовой индуктивности L_1. При уравновешенном мосте измеряемая индуктивность определяется формулой

$$L_x = L_1 \frac{R_3}{R_2}. \qquad (15\text{-}2)$$

Переменное сопротивление R служит для уравнивания добротностей комплексных плеч с целью достижения равенства фаз, обеспечивающего глубокий минимум показаний индикатора нуля. Это сопротивление переключателем $П$

включают в то плечо, для которого отношение активного сопротивления к реактивному меньше. Если катушка L_1 выполнена с очень малыми потерями, то сопротивление R можно включить последовательно с нею, исключив из схемы переключатель $П$.

Индуктивность L_1 обычно берется постоянной. При этом возможны два варианта регулировки моста. Первый вариант аналогичен схеме рис. 14-16, т. е. одно из сопротивлений R_2 или R_3 берется переменным, а второе из этих сопротивлений переключается для расширения предела измерений. Второй вариант аналогичен схеме рис. 14-17, т. е. сопротив-

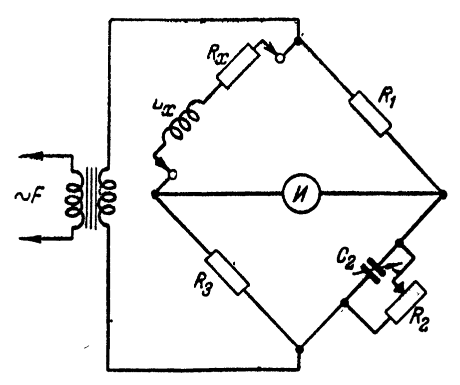


Рис. 15-3. Мостовая схема измерения индуктивностей с применением образцовой емкости.

ления R_2 и R_3 заменяются реохордом, а изменение пределов измерения осуществляется переключением нескольких катушек L_1, имеющих различную индуктивность. Очевидно, что схемы обоих вариантов пригодны для создания универсальных мостов, измеряющих индуктивности, емкости и активные сопротивления, так как они позволяют при всех видах измерений использовать ряд общих элементов, включая градуировочные шкалы.

Основной недостаток схемы рис. 15-2 — необходимость использования образцовой индуктивности L_1, точный подбор или выполнение которой может встретить затруднения. От этого недостатка свободна схема рис. 15-3, в которой реактивным элементом является образцовая емкость C_2 с пренебрежимо малыми потерями. Емкость зашунтирована сопротивлением R_2, назначение которого — уравновесить сдвиг фаз, создаваемый потерями в исследуемой индуктивности, включенной в противолежащее плечо.

Определим условия равновесия схемы рис. 15 3.

Исходя из условия (14-18), имеем:

$$\sqrt{R_x^2+(2\pi FL_x)^2}\,\frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R_2^2}+(2\pi FC_2)^2}}=R_1R_3.$$

Для выполнения условия (14-19) приравняем добротности комплексных плеч. При этом необходимо учесть, что при параллельном соединении емкости C или индуктивности L и активного сопротивления R добротность будет определяться отношением реактивной проводимости $2\pi FC$ или $\frac{1}{2\pi FL}$ к активной $\frac{1}{R}$. Следовательно,

$$\frac{2\pi FL_x}{R_x}=2\pi FC_2R_2.$$

Решая совместно приведенные выше уравнения, находим:

$$L_x=C_2R_1R_3, \tag{15-3}$$

$$R_x=\frac{R_1R_3}{R_2}. \tag{15-4}$$

Таким образом, условия равновесия моста не зависят от частоты. При использовании переменной емкости C_2 и переменного сопротивления R_2 регулировка амплитуды и регулировка фазы будут независимы друг от друга, поэтому конденсатор C_2 и сопротивление R_2 могут иметь шкалы для непосредственного отсчета измеряемых индуктивностей и потерь в них. Расширение пределов измерения можно производить переключением одного из сопротивлений R_1 или R_3.

Конструкция моста упрощается, если конденсатор C_2 взять постоянным; в этом случае переменными берутся сопротивление R_2 и одно из сопротивлений R_1 или R_3, а второе из этих сопротивлений путем переключения используется для расширения предела измерений. Схема такого прибора, измеряющего индуктивности от 100 *мкгн* до 100 *гн*, приведена на рис. 15-4. Уравновешивание этого моста проводится подбором положения переключателя $П_1$ и поочередным изменением сопротивлений R_3 и R_2, повторяемым несколько раз. Величина индуктивности L_x в миллигенри равна произведению отсчета по шкале сопротивления R_3 и коэффициента, определяемого положением переключателя $П_1$. Учитывая, что добротность катушки равна

$$Q_x=\frac{2\pi FL_x}{R_x}=2\pi FC_2R_2 \tag{15-5}$$

шкала сопротивления R_2 проградуирована непосредственно в значениях этой добротности при выбранной частоте источника питания, равной, например, $F = 1\,000$ *гц*.

Изготовление переменного образцового сопротивления R_2 очень большой величины и высокой стабильности затруднительно. Поэтому при испытании катушек с высокой добротностью полное сопротивление R_2 может оказаться недостаточным для компенсации сдвига фаз и точного уравновешивания моста. В этих случаях следует исследуемую катушку зашунтировать сопротивлением порядка 0,2—1 *Мом*.

В рассматриваемой схеме применен индикатор нуля *И*, установленный в двухтактной детекторной схеме, подключенной к мосту

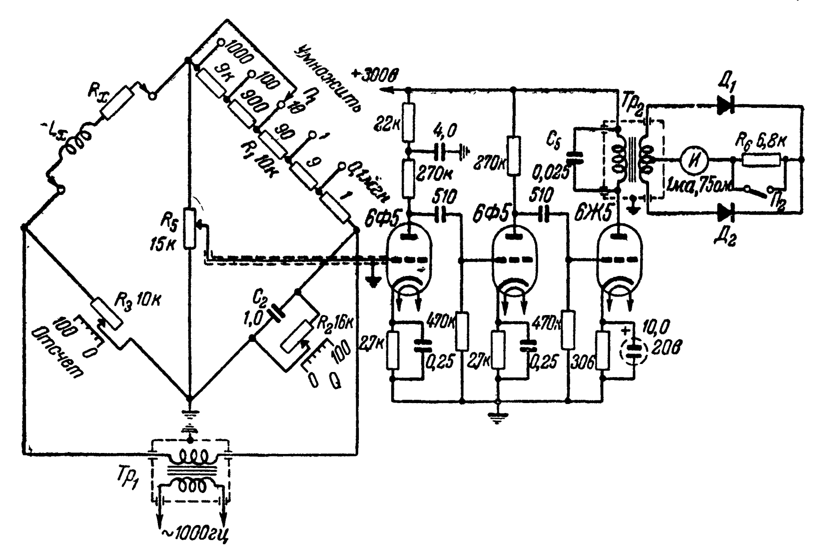


Рис. 15-4. Схема многопредельного моста для измерения индуктивностей.

через трехкаскадный усилитель; в последнем каскаде усилителя первичная обмотка выходного трансформатора $Тр_2$ и конденсатор C_5 образуют контур, настроенный на частоту источника 1 000 *гц*. Для предохранения индикатора от перегрузки при первоначальном уравновешивании моста последовательно с индикатором включено сопротивление R_6, которое можно закоротить. Плавная регулировка чувствительности проводится потенциометром R_5, включенным в диагональ моста.

Схема измерения индуктивностей рис. 15-4 может быть объединена со схемой измерения емкостей, подобной приведенной на рис. 14-16. В этом случае при переходе от одного вида измерений к другому потребуется изменить порядок следования плеч, так как переменное и переключаемое сопротивления в одной схеме расположены в противолежащих плечах, а в другой схеме — в прилежащих плечах.

15-3. Измерение индуктивности катушек со стальными сердечниками

Катушки большой индуктивности с целью уменьшения их габаритов обычно изготовляются со стальными сердечниками. Наличие последних приводит к нелинейной зависимости магнитного потока от величины тока, протекающего через катушку. Эта зависимость становится особенно сложной для катушек, работающих с подмагничиванием, через обмотки которых протекают одновременно переменный и постоянный токи (к таким катушкам относятся дроссели фильтров выпрямителей, заградительные дроссели, первичные обмотки междуламповых и выходных трансформаторов). Поэтому индуктивность катушек со стальными сердечниками зависит от величины и характера протекающего через них тока. Например, при большой постоянной составляющей тока происходит магнитное насыщение сердечника и индуктивность катушки резко уменьшается. Следовательно, результаты измерения индуктивности катушки со стальным сердечником будут иметь практическую ценность лишь в том случае, если измерение проводится в условиях, близких к рабочему режиму испытуемой катушки.

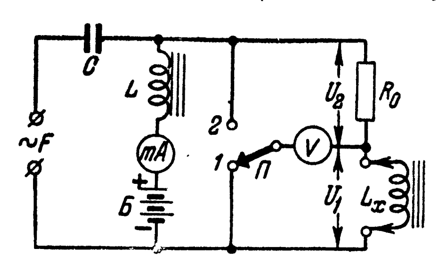


Рис. 15-5. Схема измерения индуктивности катушек со стальными сердечниками методом сравнения с активным сопротивлением.

Одна из возможных схем измерения индуктивности катушек со стальными сердечниками приведена на рис. 15-5. В этой схеме подбором напряжений источников постоянного и переменного тока и величины образцового сопротивления R_0 для катушки L_x устанавливают требуемый режим испытания. Этот режим контролируется миллиамперметром постоянного тока *mA*, измеряющим ток подмагничивания, и ламповым вольтметром *V*, измеряющим переменное напряжение U_1 на катушке L_x. При установке переключателя *П* в положение «*2*» вольтметр измеряет переменное напряжение U_2 на образцовом сопротивлении R_0. Измеряемая индуктивность рассчитывается по формуле

$$L_x = \frac{1}{2\pi F}\sqrt{\frac{U_1^2}{U_2^2} R_0^2 - R_L^2}, \qquad (15\text{-}6)$$

где R_L — активное сопротивление катушки. Если $R_L \ll 2\pi F L_x$, то расчетная формула упрощается:

$$L_x = \frac{R_0}{2\pi F} \frac{U_1}{U_2}. \tag{15-7}$$

15-4. Резонансные измерители индуктивностей

Любая резонансная схема измерения емкостей может быть применена и для измерения индуктивностей; в этом случае измерительный контур составляется из конденсатора известной емкости C_0 и исследуемой катушки индуктивности L_x.

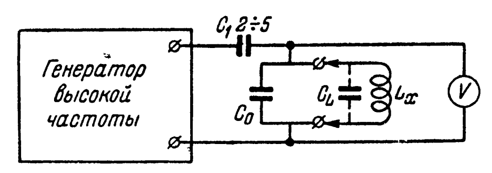


Рис. 15-6. Резонансная схема измерения индуктивностей.

Если емкость C_0 взята постоянной, то схема измерений принимает вид, показанный на рис. 15-6. Измерительный контур $L_x C_0$ связывают индуктивно или через небольшую емкость C_1 с высокочастотным генератором. Изменением частоты генератора добиваются резонанса, отмечаемого по максимальным показаниям лампового вольтметра V или другого индикатора резонанса. При известной резонансной частоте f_o индуктивность контура равна

$$L_x = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C_0},$$

или, беря удобные для расчетов единицы,

$$L_{x\,[мкгн]} = \frac{25\,300}{f_{o\,[Мгц]}^2 \cdot C_{0\,[пф]}}. \tag{15-8}$$

Каждому значению индуктивности L_x соответствует определенная резонансная частота

$$f_{o\,[Мгц]} = \frac{159}{\sqrt{L_{x\,[мкгн]} C_{0\,[пф]}}}. \tag{15-9}$$

Это позволяет шкалу переменного конденсатора контура генератора проградуировать непосредственно в значениях L_x. При широких пределах измерения индуктивностей генератор должен иметь несколько частотных поддиапазонов с отдельными шкалами индуктивностей на каждом поддиапазоне.

Для исключения влияния собственной емкости исследуемой катушки C_L на результаты измерений емкость C_0 измерительного контура должна быть большой; с другой стороны, емкость C_0 желательно иметь малой, чтобы обеспечить при измерении малых индуктивностей достаточно большое отношение $\frac{L_x}{C_0}$, необходимое для получения заметных показаний индикатора при резонансе. Практически берут емкость C_0 порядка 500—1 000 *пф*.

Если высокочастотный генератор имеет один частотный диапазон, то расширение пределов измерения может быть выполнено переключением емкостей C_0. При переключении пределов величину емкости обычно изменяют в десятикратном отношении. Это позволяет на всех пределах использовать одну и ту же шкалу индуктивностей генератора, отсчет по которой умножается на коэффициент, определяемый величиной включенной емкости C_0.

Рассматриваемая схема имеет существенные недостатки. Измерение больших индуктивностей, имеющих значительную собственную емкость C_L, происходит на пределе с малой емкостью C_0, что увеличивает погрешность измерений. Наоборот, измерение малых индуктивностей производится на пределе с большой емкостью C_0 при невыгодном отношении $\frac{L_x}{C_0}$ и малом резонансном напряжении на контуре.

Если конденсатор измерительного контура C_0 взять переменным, то измеритель индуктивностей можно выполнить по схеме рис. 15-7. Здесь генератор работает на фиксированной частоте f_0. Измерительный контур настраивают в резонанс с частотой генератора изменением емкости C_0. Каждому значению индуктивности L_x соответствует при резонансе определенная емкость:

$$C_{0\,[пф]} = \frac{25\,300}{f^2_{0\,[Мгц]} L_{x\,[мкгн]}}. \qquad (15\text{-}10)$$

Следовательно, конденсатор C_0 может иметь шкалу, проградуированную в значениях индуктивностей L_x.

Если обозначить через $C_м$ и $C_н$ соответственно максимально возможную и начальную емкости контура, а через $L_м$ и $L_н$ — максимальное и минимальное значения измеряемых индуктивностей, то пределы измерения прибора будут ограничиваться отношением индуктивностей

$$\frac{L_м}{L_н}=\frac{C_м}{C_н}. \qquad (15\text{-}11)$$

Эта формула позволяет, задаваясь одним из крайних значений предела измерений $L_м$ или $L_н$, найти его второе крайнее значение.

Типовые переменные конденсаторы имеют соотношение между максимальной и начальной емкостями порядка 30. Для измерительного контура такое соотношение слишком велико, так как емкость контура при измерении больших

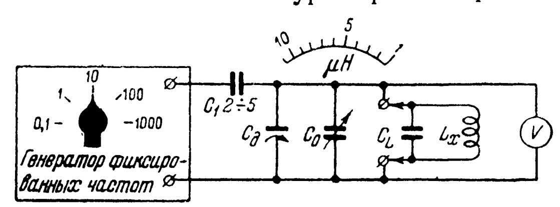


Рис. 15-7. Резонансная схема измерения индуктивностей с отсчетом по шкале переменного конденсатора.

индуктивностей может оказаться малой и сравнимой по величине с собственной емкостью катушки. Поэтому в контур включают дополнительный, обычно подстроечного типа, конденсатор $C_д$, увеличивающий его начальную емкость $C_н$.

Если обозначить через ΔC_0 наибольшую величину изменения емкости переменного конденсатора C_0, равную разности его емкостей при двух крайних положениях ротора, то для получения выбранного отношения $\frac{L_м}{L_н}$ контур должен иметь начальную емкость

$$C_н=\frac{\Delta C_0}{\frac{L_м}{L_н}-1}. \qquad (15\text{-}12)$$

Например, при $\Delta C_0 = 480$ *пф* и отношении $\frac{L_м}{L_н} = 13$ получим:

$$C_н = \frac{480}{13 - 1} = 40 \text{ пф}.$$

Из формулы (15-12) следует, что увеличения начальной емкости $C_н$ можно достигнуть двумя путями: увеличением разностной емкости ΔC_0 посредством применения сдвоенных, строенных или счетверенных блоков переменных конденсаторов или сужением предела измерений индуктивностей путем уменьшения отношения $\frac{L_м}{L_н}$.

Частота f_0, на которой должен работать генератор, определяется формулой (15-9) при подстановке в нее значений $L_м$ и $C_н$ или $L_н$ и $C_м$. Для расширения предела измерения предусматривают работу генератора на нескольких переключаемых фиксированных частотах. Если соседние частоты генератора отличаются друг от друга в $\sqrt{10} \approx 3{,}16$ раза, то на всех пределах можно использовать общую шкалу индуктивностей конденсатора C_0, отсчет по которой потребуется умножать на коэффициент, кратный 10 и определяемый положением переключателя частот. При этом плавное перекрытие всего диапазона измеряемых индуктивностей будет обеспечено при отношении емкостей контура $\frac{C_м}{C_н} = \frac{L_м}{L_н} \geqslant 10$. При использовании логарифмического переменного конденсатора C_0 шкала индуктивностей оказывается близкой к линейной.

При измерении индуктивностей по схеме рис. 15-7 вместо генератора фиксированных частот можно применить измерительный генератор с плавным изменением частоты, частоту которого устанавливают в зависимости от требуемого предела измерения индуктивностей.

При правильном выборе элементов схем и достаточно точной градуировке шкал генератора и переменного конденсатора резонансные приборы обеспечивают точность измерения индуктивностей порядка нескольких процентов.

Задача 15-1. Рассчитать резонансный измеритель индуктивностей, работающий по схеме рис. 15-7, на диапазон измерений 0,1 *мкгн* — 10 *мгн* при использовании сдвоенного блока переменных конденсаторов, емкость секций которого можно изменять от 15 до 415 *пф*.

Решение.

1. Наибольшая величина изменения емкости контура

$$\Delta C_0 = 2\,(415 - 15) = 800 \text{ пф}.$$

2. Выбираем отношение $\frac{L_м}{L_н} = 11$ (предусматривая некоторое перекрытие пределов). Тогда прибор будет иметь пять пределов: 0,1 — 1,1, 1 — 11, 10 — 110, 100 — 1 100 *мкгн*, 1 — 11 *мгн*.

3. Согласно формуле (15-12) контур должен иметь начальную емкость

$$C_н = \frac{800}{11 - 1} = 80 \text{ пф}.$$

Учитывая начальную емкость блока конденсаторов, включаем в контур подстроечный конденсатор с максимальной емкостью 50 — 60 *пф*.

4. Максимальная емкость контура

$$C_м = C_н + \Delta C_0 = 80 + 800 = 880 \text{ пф}.$$

5. Согласно формуле (15-9) на первом пределе генератор должен иметь частоту

$$f_{o1} = \frac{159}{\sqrt{L_н C_м}} = \frac{159}{\sqrt{0{,}1 \cdot 880}} \approx 17 \text{ Мгц}.$$

Соответственно находим для других пределов:

$$f_{o2} = 5{,}36 \text{ Мгц},\ f_{o3} = 1{,}7 \text{ Мгц},\ f_{o4} = 536 \text{ кгц},\ f_{o5} = 170 \text{ кгц}.$$

6. Градуировку шкалы индуктивностей выполняем для второго предела 1—11 *мкгн*.

15-5. Куметры

Приборы, предназначенные для измерения добротности элементов высокочастотных цепей, принято называть куметрами или, как иногда пишут, Q-метрами. Действие куметров основано на использовании резонансных явлений, что позволяет измерение добротности сочетать с одновременным измерением резонансным методом индуктивности, емкости, собственной резонансной частоты и некоторых других параметров испытуемых элементов.

Куметр, упрощенная схема которого приведена на рис. 15-8, содержит три основные части: генератор высокой частоты, измерительный контур и высокочастотный ламповый вольтметр. Генератор должен плавно перекрывать широкий диапазон частот, от 50—100 *кгц* до 10—20 *Мгц* (это позволяет проводить многие измерения на рабочей частоте испытуемых элементов). Он должен работать на

достаточно мощной лампе, например типа 6С4С или 6П3С (в триодном включении), так как нагрузка его является низкоомной и ток в ней достигает десятых долей ампера.

Испытуемая катушка индуктивности L_x включается в измерительный контур (зажимы *1* и *2*) последовательно с образцовым переменным конденсатором C_0 и безреактивным сопротивлением связи R_0. Через сопротивление R_0 в контур от генератора вводится напряжение высокой частоты U_0. Возникающий в контуре ток создает падение напряжения U_c на конденсаторе C_0, которое измеряется ламповым вольтметром V.

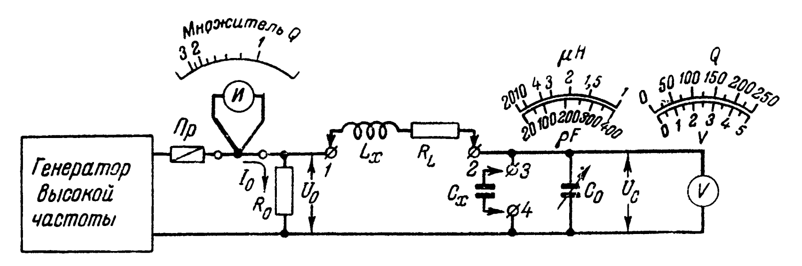


Рис. 15-8. Упрощенная схема куметра.

Входное сопротивление вольтметра на рабочих частотах куметра должна быть достаточно большим (по крайней мере, порядка мегом), чтобы можно было пренебречь потерями, вносимыми вольтметром в контур. Ничтожно малы потери и в конденсаторе C_0. Поэтому при малой величине сопротивления связи R_0, обычно выбираемой порядка 0,03—0,05 *ом*, можно считать, что активное сопротивление контура в основном определяется сопротивлением потерь R_L испытуемой катушки.

Изменением емкости C_0 контур настраивают в резонанс с частотой генератора по максимальным показаниям вольтметра V. При этом в контуре будет протекать ток $I_p = \frac{U_0}{R_L}$, создающий на конденсаторе C_0 падение напряжения

$$U_C = I_p \frac{1}{2\pi f C_0} \approx \frac{U_0}{R_L 2\pi f C_0}.$$

Учитывая, что при резонансе $\frac{1}{2\pi f C_0} = 2\pi f L_x$, находим:

$$U_C = U_0 \frac{2\pi f L_x}{R_l} = U_0 Q_l, \qquad (15\text{-}13)$$

где $Q_L = \frac{2\pi f L_x}{R_L}$ есть добротность катушки L_x при частоте f.

Таким образом, показания лампового вольтметра прямопропорциональны добротности Q_L. При строго определенном напряжении U_0 шкала вольтметра может быть проградуирована непосредственно в значениях Q_L. Например, при $U_0 = 0{,}02$ *в* и пределе измерений вольтметра $U_n = 5$ *в* показаниям вольтметра: 1, 2, 3, 4, 5 *в* будут соответствовать добротности Q_L, равной 50, 100, 150, 200 и 250.

Требуемое напряжение U_0 обычно устанавливают плавной или плавно-ступенчатой регулировкой анодного или экранного напряжения генераторной лампы. Непосредственное измерение этого напряжения требует применения весьма чувствительного лампового вольтметра. В большинстве куметров контроль напряжения U_0 производят косвенно при помощи термоэлектрического амперметра, измеряющего ток в цепи связи, который при условии $R_o \ll R_L$ равен

$$I_o \approx \frac{U_o}{R_o}. \qquad (15\text{-}14)$$

Например, если градуировка шкалы добротностей вольтметра V произведена при $R_0 = 0{,}05$ *ом* и $U_0 = 0{,}02$ *в*, то при отсчете в цепи связи должен поддерживаться ток $I_0 = \frac{0{,}02}{0{,}05} = 0{,}4$ *а*. Предел измерений термоамперметра должен несколько превышать расчетный ток I_0.

Расширение предела измерения добротностей производится посредством уменьшения токе I_0. Для примера предположим, что при токе $I_0 = 0{,}4$ *а* обеспечивается непосредственный отсчет добротностей до значения $Q_L = 250$. Если же уменьшить ток I_0 в 2 раза до 0,2 *а*, то в 2 раза, до 0,01 *в*, уменьшается и напряжение U_0; поэтому полное отклонение стрелки вольтметра будет иметь место при добротности $Q_L = \frac{U_C}{U_0} = \frac{5}{0{,}01} = 500$. Соответственно для расширения предела измерений в 3 раза до значения $Q_L = 750$ измерения следует производить при токе I_0, в 3 раза меньшем его номинального значения, т. е. равном 0,133 *а*, и т. д. Для удобства измерения больших добротностей на шкале термоамперметра наносят специальную градуировку, показания которой, характеризующие степень уменьшения тока I_0 по сравнению с его номинальным значением, являются

множителями к шкале добротностей вольтметра. Квадратичный характер шкалы термоамперметра ограничивает шкалу множителей значениями от 1 (при $I_0=0,4$ *а*) до 3 (при $I_0=0,133$ *а*). Шкала токов термоамперметра практически не используется и может отсутствовать.

В куметрах промышленного изготовления погрешность измерения добротности достигает 5—10%. Она увеличивается при испытании катушек с высокой добротностью или с большой собственной емкостью. Погрешность возрастает и с повышением частоты вследствие уменьшения входного сопротивления вольтметра и влияния паразитных наводок на измерительный контур. Для уменьшения этих наводок генератор тщательно экранируют, весь прибор в целом также помещают в экран; испытуемые элементы присоединяют к прибору короткими жесткими проводниками, а их экраны надежно соединяют с металлическим кожухом прибора. Неэкранированные катушки при испытании следует несколько относить от кожуха.

Сопротивление связи R_0 должно быть безиндукционным и мало зависящим от частоты. Сопротивление 0,05 *ом* можно выполнить в виде отрезка манганиновой проволоки диаметром 0,3 *мм* и длиной 8 *мм*, припаянного к двум жестко закрепленным и изолированным друг от друга толстым медным проводникам.

Для повышения точности измерения тока, протекающего через сопротивление R_0, термоэлемент включают вблизи этого сопротивления, а с измерительным механизмом термоэлемент соединяют экранированным шнуром.

Для избежания повреждения термоэлемента при случайной перегрузке током последовательно с ним включают точно подобранный по току предохранитель *Пр*. Кроме того, всякие переключения в приборе рекомендуется производить при наименьшем выходном напряжении генератора.

Для проверки куметра, а также при проведении некоторых измерений применяют образцовые катушки с известной индуктивностью и добротностью. Желательно иметь комплект из нескольких таких катушек, которые вместе с переменным конденсатором измерительного контура обеспечивали бы резонансную настройку последнего в пределах всего рабочего диапазона частот генератора.

При измерении *добротности катушек индуктивности* Q_L за 10—15 *мин* до начала работы включают питание прибора и настраивают генератор на требуемую частоту. После прогрева производят установку нуля лампового вольтметра. Испытуемую катушку под-

ключают к зажимам *1* и *2*. Постепенным увеличением выходного напряжения генератора добиваются отклонения стрелки термоамперметра до отметки „*1*". Конденсатором C_0 настраивают измерительный контур в резонанс с частотой генератора. Если при этом стрелка вольтметра заходит за шкалу, выходное напряжение генератора уменьшают. Величину добротности Q_L определяют как произведение показаний, отсчитываемых по шкале добротностей вольтметра и по шкале множителей термоамперметра.

Добротность колебательного контура $Q_к$ измеряют в том же порядке. При этом катушку испытуемого контура подключают к зажимам *1* и *2*, а его конденсатор — к зажимам *3* и *4*. Если этот конденсатор постоянный, то частоту настройки генератора устанавливают несколько ниже собственной частоты испытуемого контура, что необходимо для обеспечения резонансной настройки измерительного контура с помощью конденсатора C_0.

Для определения куметром *собственной частоты колебательного контура* f_0 элементы последнего включают так же, как и в предыдущем случае. Конденсатор C_0 отключают от схемы, а если это невозможно, то устанавливают в положение наименьшей емкости. Частоту генератора изменяют до получения максимальных показаний вольтметра V. Искомую частоту отсчитывают по шкале настройки генератора.

Измерение куметром *емкостей* C_x производят методом замещения, рассмотренным выше в связи со схемой рис. 14-11. При этом к зажимам *1* и *2* подключают одну из образцовых катушек куметра L_0, обеспечивающую резонансную настройку контура в требуемом диапазоне частот, а измеряемую емкость присоединяют к зажимам *3* и *4*.

Добротность конденсатора или, что то же, тангенс угла его потерь

$$Q_C = \operatorname{tg}\delta = \frac{1}{2\pi f C_x R_n}$$

(где R_n — сопротивление потерь) можно определить одновременно с измерением емкости C_x. Для этого при двух значениях емкостей переменного конденсатора C_{01} и C_{02}, соответствующих резонансным настройкам контура без конденсатора C_x и при подключении последнего, находят добротности измерительного контура Q_1 и Q_2, после чего производят вычисление по формуле

$$Q_C = \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 - Q_2} \frac{C_{01} - C_{02}}{C_{01}}. \qquad (15\text{-}15)$$

Измерение куметром *индуктивности катушек* L_x обычно проводят способом, рассмотренным в связи со схемой рис. 15-7. На генераторе устанавливают строго определенную частоту, выбираемую согласно таблице в зависимости от ожидаемой величины индуктивности. Испытуемую катушку подключают к зажимам *1* и *2*. Резонансную настройку измерительного контура получают изменением емкости конденсатора C_0, по специальной шкале которого отсчитывают L_x. Цена деления этой шкалы зависит от выбранной частоты генератора и находится по таблице.

Куметр позволяет определять *собственную емкость катушек* C_L. Для этого к зажимам *1* и *2* подключают катушку и при двух произвольно выбранных значениях емкостей C_{01} и C_{02} изменением настройки генератора находят резонансные частоты измерительного контура f_1 и f_2. Искомая емкость вычисляется по формуле

$$C_L = \frac{C_{02}f_2^2 - C_{01}f_1^2}{f_1^2 - f_2^2}. \qquad (15\text{-}16)$$

При необходимости генератор куметра можно использовать в качестве измерительного генератора немодулированных колебаний. При этом напряжение высокой частоты снимают с сопротивления R_0, т. е. с зажимов *1* и *4*, при установке стрелки термоамперметра на отметку „*1*"; при других показаниях термоамперметра градуировка генератора, зависящая от нагрузки, будет нарушаться. Напряжение на сопротивлении R_0 равно нескольким десяткам милливольт. Для получения меньших напряжений к зажимам *1* и *4* можно подключить плавный или ступенчатый делитель напряжения.

Ламповый вольтметр куметра при его соответствующей градуировке можно использовать для измерения внешних переменных напряжений. Измеряемое напряжение подводят к зажимам *3* и *4* при отключенном или установленном на минимальную емкость конденсаторе C_0.

ГЛАВА ШЕСТНАДЦАТАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ НИЗКИХ ЧАСТОТ

16-1. Общие сведения

К области низких частот относят частоты звукового диапазона (15 *гц*—16 *кгц*). Необходимость в их измерении возникает при градуировке звуковых генераторов, испытании электроакустической и звукозаписывающей аппаратуры. Низкие частоты требуется измерять и в некоторых приборах и установках, действие которых основано на использовании явления биений между колебаниями двух высоких частот.

Измерение частот ниже 3—5 *гц* можно производить непосредственным подсчетом числа периодов колебаний за определенный промежуток времени. Для этой цели в исследуемую цепь включают миллиамперметр магнитоэлектрической системы. Измеряемая частота равна числу периодов колебаний стрелки миллиамперметра в секунду. Основными методами измерения более высоких частот являются метод сравнения, мостовой метод и метод конденсаторного частотомера

Исследуемые колебания могут иметь форму, весьма далекую от синусоидальной. Частотомер должен измерять основную частоту этих колебаний. В большинстве случаев можно ограничиться точностью измерений порядка нескольких процентов.

16-2. Измерение низких частот методом сравнения

Метод сравнения применяется главным образом при градуировке звуковых генераторов и частотомеров. Сущность метода заключается в том, что измеряемую частоту F_x сравнивают с известной частотой F_0. Такое сравнение производят акустически (на слух) с помощью электронного осциллографа или используя стробоскопический эффект.

Наиболее удобным источником образцовых или, как их не совсем правильно называют, *эталонных* частот является низкочастотный измерительный генератор с плавной настройкой, частоту которого F_0 можно установить равной измеряемой частоте F_x. Если частоты F_o и F_x являются звуковыми, то о их равенстве можно судить путем поочередного прослушивания тонов создаваемых ими колебаний при помощи телефонов или громкоговорителя. При этом точность измерений, зависящая от индивидуальных особенностей слуха, может оказаться весьма низкой.

Погрешность измерений можно уменьшить практически до погрешности измерительного генератора, если одновременно подать на телефоны электрические колебания обеих сравниваемых частот в соответствии со схемой рис. 16-1,*а*. Если частоты F_o и F_x близки друг к другу, то при сложении соответствующих им колебаний возникают акустические биения, которые проявляются в периодическом нарастании и спадании интенсивности прослушиваемого в телефонах тона. Частота биений $F_б$ равна разности сравниваемых частот, т. е.

$$F_б = |F_o - F_x|; \qquad (16\text{-}1)$$

она может быть определена посредством слухового подсчета числа нарастаний или спаданий интенсивности тона за определенный промежуток времени. Для того чтобы биения проявлялись достаточно резко, амплитуды колебаний частот F_o и F_x нужно брать примерно одинаковыми; это следует из рассмотрения рис. 16-1,*б*, где средняя кривая колебаний, пульсирующих с частотой $F_б$, представляет собой резуль-

тат сложения верхней и нижней кривых колебаний, соответствующих частотам F_0 и F_x.

Изменением настройки генератора частоту F_0 приближают к частоте F_x, что обнаруживается по увеличению периода биений. При совпадении частот биения пропадают и в телефонах прослушивается однообразный тон; при этом измеряемую частоту F_x отсчитывают по шкале генератора.

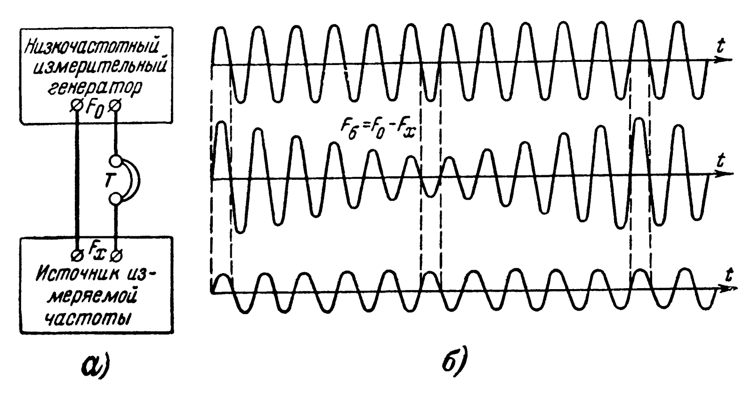


Рис. 16-1. Схема измерения низких частот по методу акустических биений и графики колебаний частот F_0, F_x и суммарного колебания.

Вместо телефонов в качестве индикатора биений можно применить детекторный или ламповый вольтметр; это особенно целесообразно при измерении частот выше 5 *кгц*, тон которых в телефонах прослушивается недостаточно четко. Измерение частот выше 3—5 *кгц* производят также и по методу нулевых биений (§ 17-4).

При использовании в качестве индикатора электронного осциллографа измеряемую низкую частоту F_x сравнивают с частотой измерительного генератора, с которой она находится в целочисленном отношении (§ 19-12).

Градуировка низкочастотных генераторов может производиться по фиксированным образцовым частотам. В качестве образцовой иногда используют частоту сети переменного тока, которую в крупных энергетических системах поддерживают равной 50 *гц* с точностью порядка 1—2%. Применяемая в этом случае схема измерений, основанная на стробоскопическом эффекте, приведена на рис. 16-2. Основным элементом схемы является стробоскопический диск *CD*, который содержит 10—20 колец, вычерченных на плотной, наклеенной на картон бумаге. Каждое кольцо состоит из черных и белых полос, число которых возрастает по мере удаления от центра.

В центре диска имеется отверстие, посредством которого диск насаживается и закрепляется на оси коллекторного мотора. Мотор (не показанный на чертеже) питается от сети переменного тока через реостат, изменением сопротивления которого достигается регулировка числа оборотов.

Перед диском симметрично относительно его центра помещают неоновые лампы $НЛ_1$ и $НЛ$. К лампе $НЛ_1$ через ограничительное сопротивление R_1 подводят напряжение сети частоты 50 *гц*. Под действием этого напряжения лампа будет вспыхивать в моменты максимума напряжения дважды каждый период. Если скорость вращения мотора, а следовательно и диска, установить равной 50 *об/сек*, то при каждой вспышке неоновой лампы второе кольцо, состоящее из двух черных и двух белых полос, будет наблюдаться в одном и том же виде, т. е. оно будет казаться неподвижным. Указанная скорость мотора, контролируемая при помощи лампочки $НЛ_1$, при измерении поддерживается неизменной.

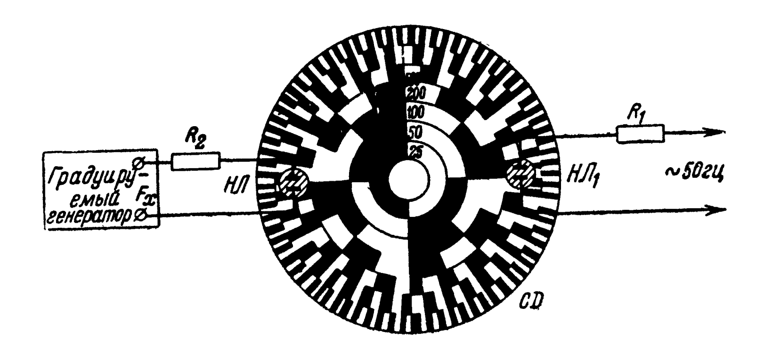


Рис. 16-2. Схема стробоскопического метода градуировки тональных генераторов.

Напряжение градуируемого генератора частоты F_x через ограничительное сопротивление R_2 подают на вторую неоновую лампу $НЛ$. Если $F_x = 50$ *гц*, то в освещаемой лампой части диска будет казаться неподвижным также второе кольцо; при $F_x = 100$ *гц* неподвижным кажется третье кольцо, состоящее из четырех черных и четырех белых колец, при $F_x = 200$ *гц* — четвертое кольцо, при $F_x = 500$ *гц* — пятое кольцо и т. д. Первое кольцо, содержащее одну белую и одну черную полосы, „останавливается" при $F_x = 25$ *гц*. Таким образом, частота генератора при ее измерении в ряде точек шкалы определяется по номеру „остановленного" кольца стробоскопического диска. Чем больше колец имеет диск, тем больше градуировочных точек можно получить.

Схема измерений может содержать и одну неоновую лампу при возможности ее поочередного включения в сеть переменного тока и в цепь градуируемого генератора.

16-3. Мостовой метод измерения низких частот

Измерение низких частот может производиться мостами переменного тока, условия равновесия которых зависят от частоты. Такие мосты легко рассчитываются на широкий диапазон измерений и при тщательном выполнении обеспечивают точность порядка 1%.

В § 14-7 было указано, что в измерительных мостах следует избегать применения катушек индуктивности и переменных конденсаторов, являющихся источниками дополнительных погрешностей или усложняющих конструкцию при-

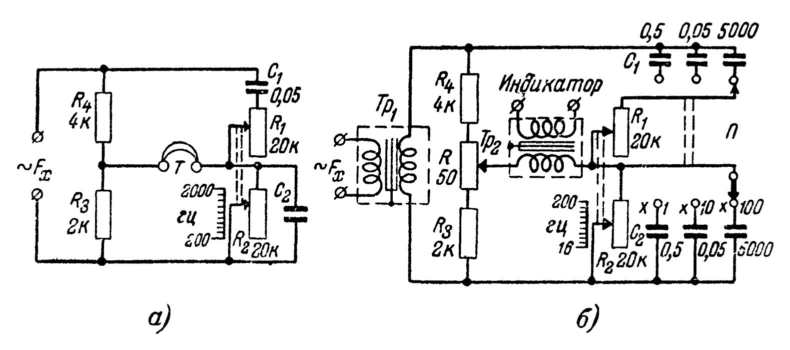


Рис. 16-3. Схемы моста типа RC для измерения низких частот.

бора. С этой точки зрения наилучшей для измерения низких частот является схема моста типа *RC*, приведенная на рис. 16-3,*а*. Первое плечо моста содержит емкость C_1 и активное сопротивление R_1, соединенные последовательно, а второе плечо — емкость C_2 (0,05) и активное сопротивление R_2, включенные параллельно. Два других плеча состоят из активных сопротивлений R_3 и R_4. К одной диагонали моста подведено напряжение измеряемой частоты F_x в другую диагональ включен индикатор нуля, например телефоны.

Одно из условий равновесия моста найдем из условия равенства добротностей комплексных плеч (§ 14-8 и 15-2):

$$\frac{1}{2\pi F_x C_1 R_1} = 2\pi F_x C_2 R_2.$$

Следовательно, мост будет уравновешен при измеряемой частоте

$$F_x = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \qquad (16\text{-}2)$$

Второе условие равновесия находим, исходя из формулы (14-18):

$$R_3\sqrt{R_1^2+\frac{1}{(2\pi F_x C_1)^2}}=R_4\frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R_2^2}+(2\pi F_x C_2)^2}}.$$

Учитывая значение частоты из формулы (16-2), последнее равенство приводим к виду

$$\frac{R_1}{R_2}+\frac{C_2}{C_1}=\frac{R_4}{R_3}. \qquad (16\text{-}3)$$

Условие (16-3) будет удовлетворяться, если взять

$$R_1=R_2; \quad C_1=C_2; \quad R_4=2R_3. \qquad (16\text{-}4)$$

В этом случае мост оказывается уравновешенным при частоте

$$F_x=\frac{1}{2\pi R_1 C_1}. \qquad (16\text{-}5)$$

Сопротивления R_1 и R_2 обычно выполняются в виде одинаковых переменных сопротивлений, управляемых общей ручкой. Изменением их величины осуществляется уравновешивание моста при различных частотах F_x. Измеряемая частота отсчитывается непосредственно по шкале этих сопротивлений.

При неизменных конденсаторах C_1 и C_2 с помощью переменных сопротивлений можно перекрыть диапазон с соотношением крайних частот порядка 10 : 1. Для расширения диапазона измерений предусматривают переключение конденсаторов C_1 и C_2, при десятикратном изменении емкости которых на всех пределах можно использовать одну и ту же шкалу частот с десятичными множителями к ней. Например, для перекрытия диапазона 20—20 000 *гц* достаточно иметь три пары переключаемых конденсаторов, обеспечивающих пределы измерений 20—200, 200—2 000 и 2 000— 20 000 *гц*. Схема широкодиапазонного моста приведена на рис. 16-3,*б*.

Сопротивления R_1 и R_2 трудно выполнить совершенно идентичными, вследствие чего ими не всегда удается точно уравновесить мост; для облегчения последней задачи в схему рис. 16-3,*б* введен потенциометр R с сопротивлением, равным 1—2% от сопротивления R_4. Регулировкой этого потенциометра удается добиться острого минимума без заметного влияния на градуировку шкалы частот.

При измерении частот от 300 до 5 000 *гц* в качестве индикатора нуля удобно использовать телефоны. За пределами этого диапазона чувствительность телефонов и человеческого слуха падает, что вынуждает применять чувствительные вольтметры переменного тока. Индикатор нуля, так же как и источник измеряемой частоты, желательно подключать к мосту через экранированные трансформаторы, рассчитанные на пропускание частот во всем диапазоне измерений.

Основным недостатком измерительного моста является сильное влияние гармоник измеряемой частоты, для которых мост остается неуравновешенным. Гармоники резко выделяются индикатором нуля даже в том случае, если коэффициент нелинейных искажений не превышает 1—2%. Поэтому при использовании телефона мост следует уравновешивать по минимальной слышимости тона основной частоты, не обращая внимания на более высокие прослушиваемые частоты. Если же в качестве индикатора применен ламповый вольтметр, то при измерении частот с искаженной формой колебаний ошибка измерений может оказаться недопустимо большой.

Задача 16-1. Произвести поверочный расчет схемы моста рис. 16-3,*б* при следующих исходных данных: диапазон измеряемых частот $F_x = 20$ *гц* — 20 *кгц*, $R_1 = 20$ *ком*, $R_3 = 2$ *ком*.

Указание. С целью создания некоторого перекрытия нижние границы пределов измерения выбирать порядка 16, 160 и 1 600 *гц*.

16-4. Конденсаторные частотомеры

Для практических целей наиболее удобны частотомеры с непосредственным отсчетом измеряемой частоты по шкале стрелочного измерителя. С помощью таких приборов можно вести непрерывное наблюдение за изменением исследуемой частоты, что необходимо, например, при проверке стабильности частоты радиопередатчиков или гетеродинов радиоприемников.

Среди известных типов частотомеров с непосредственным отсчетом преимущественное применение получили конденсаторные частотомеры, обеспечивающие точность измерений порядка 1—3%; их действие основано на измерении среднего значения тока заряда или разряда образцового конденсатора, периодически перезаряжаемого переменным напряжением измеряемой частоты.

Простейшая схема конденсаторного частотомера, пригодного для измерения частот от 5 до 200—300 *гц*, представлена на рис. 16-4. В ней используется поляризованное

реле, состоящее из постоянного магнита с полюсами *С* и *Ю* и якоря *Я*, колеблющегося между этими полюсами. Якорь частично находится внутри неподвижной катушки *К*, через обмотку которой проходит ток измеряемой частоты F_x, регулируемый по величине переменным сопротивлением *R*. Под действием этого тока якорь периодически перемагничивается. В течение одного полупериода тока частоты F_x полярность полюсов на концах якоря оказывается такой, что ниж-

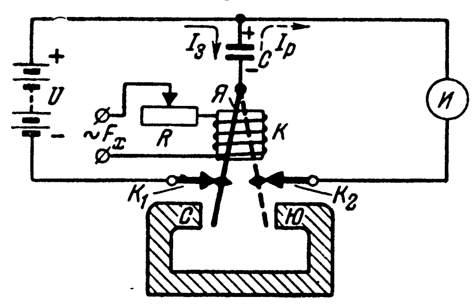


Рис. 16-4. Схема конденсаторного частотомера с поляризованным реле.

ний его конец притягивается к полюсу постоянного магнита *С* и замыкается с неподвижным контактом $К_1$. При этом через якорь происходит заряд конденсатора *С* до напряжения *U* на зажимах батареи постоянного тока. При втором полупериоде тока частоты F_x в результате перемагничивания нижний конец якоря притягивается к полюсу магнита *Ю* и замыкается со вторым неподвижным контактом $К_2$. Это вызывает быстрый разряд конденсатора *С* через небольшое сопротивление измерителя магнитоэлектрической системы *И*.

За один период измеряемой частоты количество электричества, сообщаемое конденсатору при заряде и отдаваемое им при разряде

$$q = CU.$$

Но за 1 *сек* заряд и разряд конденсатора повторяются F_x раз. Поэтому среднее значение тока, показываемое измерителем и равное количеству электричества, протекающего через измеритель в секунду, определяется формулой

$$I = qF_x = CUF_x. \qquad (16\text{-}6)$$

При неизменных значениях емкости *С* и напряжения *U* ток *I* прямопропорционален частоте F_x; это позволяет снаб-

дить измеритель линейной шкалой, проградуированной непосредственно в значениях измеряемых частот в соответствии с формулой

$$F_x = \frac{I}{CU}. \qquad (16\text{-}7)$$

Если известны ток полного отклонения измерителя I_u и напряжение на зажимах источника U, то при заданном предельном значении измеряемой частоты F_n емкость конденсатора берется равной

$$C = \frac{I_u}{UF_n}. \qquad (16\text{-}8)$$

Например, при $I_u = 1$ *ма* $= 0{,}001$ *а*, $U = 40$ *в* и $F_n = 200$ *гц*

$$C = \frac{0{,}001}{40 \cdot 200} = 0{,}125 \cdot 10^{-6} \text{ ф} = 0{,}125 \text{ мкф}.$$

Работа частотомера практически не изменится, если измеритель *И* включить в цепь тока заряда, а конденсатор *С* при разряде замыкать накоротко, так как токи заряда и разряда конденсатора равны.

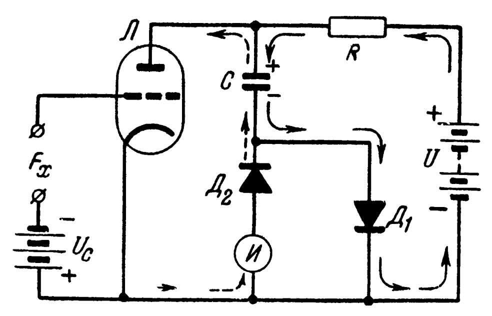


Рис. 16-5. Схема конденсаторного частотомера с электронным реле.

Частотомер с поляризованным реле имеет существенные недостатки: ограниченный предел измерений, обусловленный инерционностью механической системы, необходимость частой регулировки контактной системы, возможность обгорания контактов и др.

Более совершенными являются конденсаторные частотомеры с электронными или ионными реле, лучшие образцы которых позволяют измерять звуковые и ультразвуковые частоты в диапазоне от 5—10 *гц* до 100—200 *кгц*.

Принцип работы частотомера с электронным реле можно уяснить по схеме рис. 16-5. Здесь на сетку коммутаторной лампы *Л* подается напряжение измеряемой частоты F_x. При отрицательной полуволне этого напряжения лампа *Л* заперта и происходит заряд конденсатора *C* через сопротивление *R* и детектор $Д_1$ до напряжения источника анодного питания *U* (путь зарядного тока показан на чертеже сплошными стрелками). В положительный полупериод лампа *Л* отпирается, ее сопротивление становится небольшим, и конденсатор *C* быстро разряжается через лампу, измеритель *И*

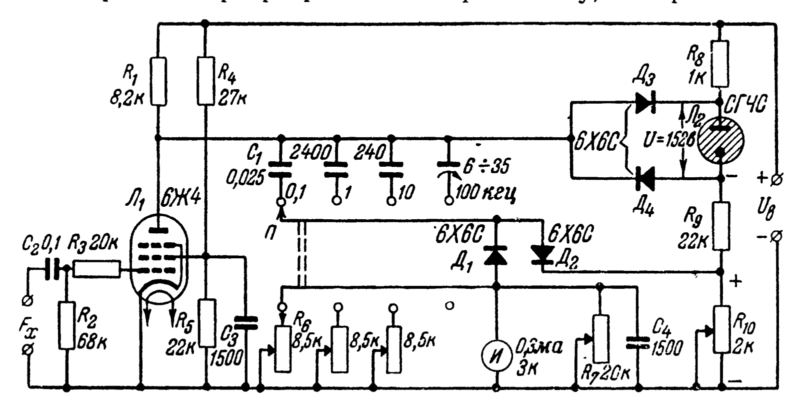


Рис. 16-6. Схема измерительного каскада частотомера ИЧ-6.

и детектор $Д_2$ (путь разрядного тока показан пунктирными стрелками). Очевидно, что и в этой схеме ток через измеритель, измеряемая частота и требуемая величина емкости конденсатора *C* определяются формулами (16-6), (16-7) и (16-8).

Практическая схема частотомера оказывается значительно более сложной, чем рассмотренная выше. В качестве примера на рис. 16-6 приведена схема измерительного каскада частотомера ИЧ-6. Каскад работает на телевизионном пентоде 6Ж4. Выбор этой лампы обусловлен ее большой крутизной, которая обеспечивает резкое запирание и отпирание лампы при изменении полярности подведенного к сетке переменного напряжения. Благодаря этому уменьшается время, необходимое для полного заряда и разряда конденсатора *C*, что способствует расширению предела измерений в сторону высоких частот и создает почти полную независимость показаний прибора от формы кривой напряжения исследуемой частоты.

Нормальная работа коммутаторной лампы обеспечивается лишь при достаточно большом напряжении измеряемой частоты, подводимом к ее сетке. Поэтому измерительному каскаду в частотомере ИЧ-6 предшествуют два реостатных каскада предварительного усиления.

Из формулы (16-6) следует, что градуировка частотомера будет правильна лишь при определенном напряжении питания измерительной цепи U. Поэтому в состав делителя напряжения, к которому подведено напряжение с выхода выпрямителя $U_в$, входит газонаполненный стабилизатор $Л_2$. Анод и катод стабилизатора через детекторы $Д_3$ и $Д_4$, имеющие для тока прямого направления малое внутреннее сопротивление, соединены с конденсатором C_1. Благодаря наличию детектора $Д_3$ конденсатор C_1 заряжается лишь до напряжения на аноде $Л_2$, а наличие детектора $Д_4$ приводит к тому, что конденсатор разряжается до напряжения на катоде $Л_2$, а не до нуля. Следовательно, изменение напряжения на конденсаторе C_1 при его заряде-разряде равно падению напряжения на стабилизаторе U, величина которого при возможных изменениях напряжения питания сохраняется равной 152 *в* с точностью порядка 1—2%.

Частотомер ИЧ-6 имеет 11 пределов измерения, перекрывающих диапазон частот от 10 до 200 000 *гц*. Переход с одного предела на другой производится переключением емкостей C_1, величину которых выбирают в соответствии с формулой (16-8). На высокочастотных пределах с целью точного подбора требуемой емкости конденсаторы C_1 берут подстроечного типа. На низкочастотных пределах, где требуются большие емкости C_1, точный подбор которых затруднен, подгонку градуировки частотомера производят регулировочными сопротивлениями R_6, шунтирующими измеритель *И*. На всех пределах для отсчета используют общую равномерную шкалу, имеющую 100 делений, цена которых определяется предельным значением измеряемой частоты.

В процессе прогрева прибора величина напряжения U, стабилизируемого лампой $Л_2$, несколько уменьшается. Для устранения возможной погрешности перед началом измерений проверяют градуировку прибора, для чего на вход коммутаторной лампы $Л_1$ подают напряжение эталонной частоты 10 *кгц* от внутреннего генератора частотомера. Коррекцию градуировки производят переменным сопротивлением R_7, с помощью которого на пределе 10 *кгц* добиваются отклонения стрелки измерителя *И* на всю шкалу.

В качестве детекторов $Д_1$ и $Д_2$, а также $Д_3$ и $Д_4$ в схеме прибора применены двойные диоды 6Х6С. Для устранения начального тока диодов $Д_1$ и $Д_2$ на их аноды с регулировочного сопротивления R_{10} подается отрицательное напряжение компенсации.

ГЛАВА СЕМНАДЦАТАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ ВЫСОКИХ ЧАСТОТ

17-1. Общие сведения

К области высоких частот, или радиочастот, относят частоты электрических колебаний, используемых в радиотехнических установках для создания в пространстве электромагнитных полей. Эта область охватывает частоты от десятков килогерц до десятков тысяч мегагерц. Наиболее высокие из радиочастот, лежащие в диапазоне УКВ, часто называют сверхвысокими частотами (СВЧ).

Измерение высоких частот является одним из наиболее важных видов измерений при налаживании и испытании радиоаппаратуры: регулировке радиопередатчиков и радиоприемников с целью перекрытия требуемого частотного диапазона, градуировке или проверке градуировки их шкал, определении стабильности частоты, настройки и т. д. В отличие от приборов, измеряющих низкие частоты и называемых частотомерами, приборы для измерения высоких частот принято называть *волномерами*, хотя они обычно измеряют частоту.

Современная измерительная техника позволяет измерять высокие частоты с точностью 0,0001—0,00001%; это значит, что частота порядка 10 *Мгц* может быть определена с ошибкой не более 1—10 *гц*. Для этой цели измеряемую частоту сравнивают с частотой *первичных и вторичных эталонов частоты*, в которых используются высокостабильные генераторы с кварцевой стабилизацией. Частота первичных эталонов частоты периодически сверяется с *абсолютным эталоном частоты*, за который принята частота суточного вращения Земли вокруг своей оси, равная $^1/_{86\,400}$ *гц*, так как средние солнечные сутки содержат 86 400 *сек*. Первичные и вторичные эталоны частоты применяются для градуировки волномеров, а также для контроля несущих частот радиовещательных станций, отклонение которых от заданных значений допускается в очень небольших пределах. Современные методы стабилизации частоты, применяемые на советских радиовещательных станциях, позволяют держать частоту на средних и длинных волнах с точностью до 1—2 *гц*, а на коротких волнах — с точностью до 10—20 *гц*. Поэтому несущие частоты радиовещательных станций можно успешно использовать в качестве эталонных при градуировке радиоприемников.

В большинстве практических случаев при измерении высоких частот можно ограничиться точностью 0,1—2%. Точность порядка 1% обеспечивается при пользовании сравнительно простыми измерительными средствами — резонансными волномерами и измерительными линиями, действие которых основано на резонансных явлениях. Более высокая точность измерений, порядка десятых и сотых долей процента, достигается с помощью кварцевых калибраторов и гетеродинных волномеров, действие которых основано на сравнении измеряемой частоты с эталонной.

Помимо указанных выше приборов, для градуировки радиоприемника можно применять градуированный по

частоте передатчик или измерительный генератор соответствующего диапазона, а для градуировки передатчиков — градуированный по частоте приемник. Точность измерений в этих случаях определяется, в основном, точностью градуировки и отсчета частоты установки, используемой в качестве образцовой.

17-2. Резонансные волномеры

Резонансный волномер представляет собой *колебательный контур*, состоящий из образцовой катушки индуктивности L_0, образцового переменного конденсатора C_0 и индикатора резонанса, например термоэлектрического прибора

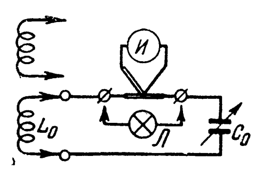


Рис. 17-1. Схема резонансного волномера с индикатором максимума тока и сменными контурными катушками.

(рис. 17-1). При этом в его катушке за счет индуктивной связи наводится э. д. с. измеряемой частоты f_x. Изменяя емкость переменного конденсатора C_0, контур настраивают в резонанс с частотой f_x по максимальному показанию индикатора. При этом измеряемая частота f_x, равная собственной частоте контура

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}}, \tag{17-1}$$

отсчитывается непосредственно по шкале конденсатора C_0 или определяется по графикам или таблицам в зависимости от угла поворота ротора переменного конденсатора.

При фиксированной индуктивности L_0 диапазон измеряемых волномером частот ограничивается *коэффициентом перекрытия*,

$$K_n = \frac{f_м}{f_н} = \sqrt{\frac{C_м}{C_н}}, \tag{17-2}$$

под которым понимают отношение максимальной частоты настройки волномера $f_м$ к минимальной $f_н$ при изменении емкости контура от минимального значения $C_н$ до максимального $C_м$.

Для расширения диапазона измеряемых частот волномер снабжается несколькими катушками различной индуктивности. В зависимости от значения измеряемой частоты требуемая катушка при помощи наконечников или вилки подключается к зажимам или гнездам на панели волномера (рис. 17-1). Иногда катушки монтируют внутри прибора и их включение производится переключателем. В последнем случае неработающие катушки (особенно длинноволновых поддиапазонов) желательно замыкать накоротко, что наиболее просто достигается при последовательном соединении катушек в соответствии со схемой рис. 17-2. Необходимость

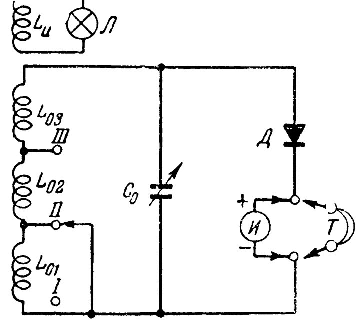


Рис. 17-2. Схема резонансного волномера с переключаемыми контурными катушками и индикатором максимума напряжения.

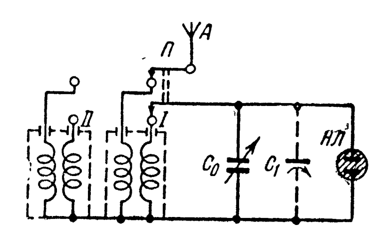


Рис. 17-3. Схема резонансного волномера с экранированными контурными катушками и индикатором резонанса—неоновой лампой.

замыкания отключенных катушек объясняется тем, что катушки полностью экранировать нельзя (они должны воспринимать поля измеряемых частот), и поэтому между ними существует индуктивная связь, следствием которой при незамкнутых катушках может явиться отсасывание ими энергии из контура волномера на частотах, близких к собственным частотам этих катушек, и нарушение градуировки волномера вблизи этих частот.

Катушки волномера можно поместить в экраны, если их взаимодействие с полем источника измеряемой частоты осуществляется посредством катушек связи или присоединяемой к последним небольшой штыревой антенны, как это показано на рис. 17-3.

Индикаторы резонанса, применяемые в волномерах, присоединяются непосредственно к контуру или связываются с ним индуктивно. При непосредственном включении индикатора в контур наличие резонанса можно определить по

максимуму тока в контуре или по максимуму напряжения на катушке или конденсаторе контура. Индикаторы тока должны быть низкоомными, а индикаторы напряжения — высокоомными; тогда потери, вносимые ими в контур, не будут вызывать заметного притупления резонансной характеристики контура.

В качестве *индикаторов тока* применяют миниатюрные лампочки накаливания или термоэлектрические миллиамперметры, включаемые последовательно в контур волномера (рис. 17-1). При использовании в качестве индикатора лампочки накаливания точную настройку волномера производят, установив такую связь с источником измеряемой частоты, при которой резонансу соответствует слабый накал нити лампочки; в этом случае небольшое изменение настройки будет вызывать заметное изменение яркости свечения лампочки. Однако чувствительность волномера с таким индикатором низка, и поэтому он пригоден для измерения частоты сравнительно мощных генераторов (при резонансной настройке волномер потребляет от испытуемого генератора мощность порядка десятых долей ватта). Значительно чувствительнее волномеры с термоэлектрическими индикаторами. При использовании термомиллиамперметра на 5—10 *ма* волномер пригоден для измерения частоты маломощных генераторов, например, задающих генераторов передатчиков. При эксплуатации волномеров с термоприборами следует весьма осторожно устанавливать связь с объектом измерений и не допускать перегрузки термоприбора при подходе к резонансу.

В качестве *индикаторов напряжения* применяют неоновые лампы и высокочастотные ламповые или детекторные вольтметры. Неоновая лампа включается параллельно контуру волномера (рис. 17-3), несколько увеличивая его начальную емкость. При подходе к резонансу происходит зажигание лампы, после чего изменение настройки волномера не вызывает заметного изменения ее яркости свечения, пока напряжение на контуре не уменьшится до напряжения погасания. После зажигания сопротивление неоновой лампы становится активным и сравнительно небольшим, что вызывает притупление резонансной характеристики контура. Для повышения точности измерение следует производить при минимально возможной связи с источником, которой соответствует зажигание лампы при резонансной настройке контура. Достоинством неоновых ламп является их малая чувствительность к перегрузкам.

Высокую точность и чувствительность при хорошей стойкости к перегрузкам имеют волномеры, индикаторами которых являются ламповые или детекторные вольтметры. В простейшем случае такой индикатор содержит ламповый или кристаллический диод *Д*, включенный последовательно с чувствительным магнитоэлектрическим измерительным механизмом *И* (рис. 17-2). При использовании в вольтметре микроамперметра на 100—500 *мка* волномер пригоден для измерения частоты таких маломощных генераторов, как гетеродины радиоприемников; его можно также использовать в качестве индикатора поля при снятии диаграмм направленности передающих антенн. Индикатор напряжения можно выполнить и на лампе 6Е5С.

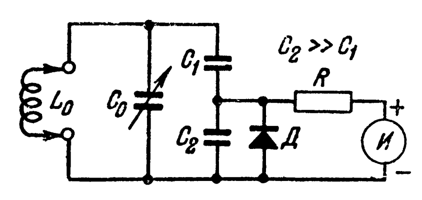


Рис. 17-4. Схема резонансного волномера с емкостным делителем напряжения.

Если колебания измеряемой частоты являются модулированными, то в качестве индикатора в схему можно включить телефоны *Т* (рис. 17-2). В этом случае резонанс устанавливают по максимальной слышимости тона модулирующей частоты. Такой волномер пригоден для слухового контроля качества работы радиотелефо ных передатчиков.

Для улучшения резонансной характеристики волномера стремятся уменьшить связь между контуром и индикатором, например присоединением индикатора параллельно только части витков контурной катушки. При сменных или переключаемых катушках связь удобнее уменьшать при помощи емкостного потенциометра (рис. 17-4). К пиковому диодному вольтметру, состоящему из диода *Д*, сопротивления *R* и измерительного механизма *И*, подводится напряжение с конденсатора большой емкости C_2, включенного последовательно с конденсатором малой емкости C_1. Для повышения чувствительности к вольтметру иногда добавляют усилитель.

Индуктивная связь индикатора с контуром практически осуществима лишь в волномерах с внутренними катушками индуктивности. Такая связь при использовании в качестве индикатора лампочки накаливания показана на рис. 17-2. При индуктивной связи возможно применение индикаторов всех типов, если только они достаточно чувствительны, чтобы обеспечить индикацию резонанса при слабой связи.

Волномеры, содержащие фиксированную индуктивность и переменную емкость, применяются на частотах до 100 *Мгц*. На более высоких частотах перекрытие широкого диапазона при использовании сменных катушек очень малой индуктивности оказывается затруднительным, поэтому на частотах от 50—100 до 500—1 000 *Мгц* находят применение широкодиапазонные волномеры с коэффициентом перекрытия порядка 5—10, в которых индуктивностью контура является металлическая пластинка *Пл* (рис. 17-5), согнутая в дугу и соединенная со статором *Ст* переменного конденсатора. По

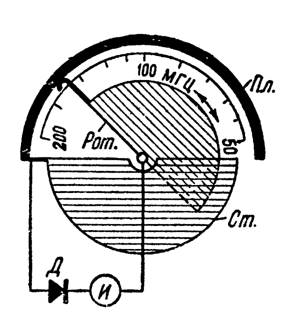


Рис. 17-5. Схематическое устройство широкодиапазонного УКВ-волномера.

Рис. 17-6. Резонансная характеристика волномера.

пластинке скользит ползунок, механически и электрически связанный с ротором *Рот* переменного конденсатора. При повороте ротора одновременно увеличиваются (или уменьшаются) как емкость контура, так и его индуктивность. Такие волномеры наряду с широким диапазоном измерений имеют высокую добротность при малых геометрических размерах. В качестве индикаторов в них используют неоновые лампы или детекторные вольтметры с кристаллическими диодами.

Точность измерений волномером определяется точностью и стабильностью его градуировки, точностью отсчета частоты и точностью настройки в резонанс. Для повышения устойчивости градуировки волномера элементы его контура должны иметь возможно более прочную конструкцию и изготовляться из материалов с малым температурным коэффициентом. Наибольшая погрешность, обусловленная влиянием внешних факторов, обычно имеет место при измерении самых высоких частот каждого поддиапазона, когда емкость

конденсатора C_0 мала. Для уменьшения этой погрешности иногда увеличивают начальную емкость контура включением параллельно конденсатору C_0 постоянного или подстроечного конденсатора (C_1 на рис. 17-3).

Для повышения точности отсчета частоты уменьшают коэффициент перекрытия поддиапазонов волномера, а управление переменным конденсатором производят через верньерное устройство с замедлением в 10—50 раз. В приборах промышленного изготовления ручку верньера часто снабжают дополнительной шкалой, разбитой на 100 делений, а на основной шкале конденсатора наносят деления, соответствующие каждому полному повороту ручки верньера. При совместном использовании основной и дополнительной шкал удается получить несколько тысяч отсчетных точек, по которым частота определяется с помощью таблиц или графиков. Шкалы волномеров, не имеющих верньеров или имеющих верньеры с малым замедлением, градуируются непосредственно в значениях частоты f_x.

При измерении частоты f_x изменение настройки волномера вызывает изменение тока в цепи его контура в соответствии с резонансной кривой, подобной приведенной на рис. 17-6. Чем выше добротность контура волномера, тем острее его резонансная кривая и тем меньше возможная ошибка при определении резонанса. Для получения высокой добротности контура катушка индуктивности и конденсатор контура должны иметь малые потери, а связь контура с цепью индикатора и с источником измеряемой частоты должна быть возможно слабее.

Характер шкалы волномера определяется типом переменного конденсатора и зависит от величины начальной емкости контура. При использовании прямочастотного конденсатора можно получить почти равномерную шкалу частот.

Градуировка резонансных волномеров обычно проводится при помощи образцовых резонансных или гетеродинных волномеров. Для градуировки волномеров, работающих в диапазоне УКВ, широко применяются также измерительные линии (см. § 18-4).

Градуировку следует производить при минимальной связи с источником образцовых частот. Она остается правильной лишь при работе с тем индикатором, при котором она производилась.

17-3. Применение резонансных волномеров

Резонансные волномеры применяются для измерения частоты радиопередатчиков и других высокочастотных генераторов. Измерения главным образом проводятся путем настройки контура волномера в резонанс на частоту генератора по максимальным показаниям индикатора. Однако пологий характер вершины резонансной кривой затрудняет точное определение точки резонанса; вблизи резонанса показания индикатора мало зависят от настройки контура волномера, особенно при плохой добротности последнего или при недостаточно слабой связи волномера с источником измеряемой частоты. Для уменьшения возможной ошибки применяют *«вилочный» метод* отсчета частоты. Сущность этого метода заключается в том, что после настройки волномера в резонанс изменением емкости конденсатора C_0 расстраивают волномер сперва в одну, а затем в другую сторону от резонансной частоты до получения одного и того же показания индикатора I_{1-2}, величина которого произвольно выбирается в пределах 50—70% от резонансного значения $I_м$ (рис. 17-6). Так как при этом используются крутые склоны резонансной кривой, то определить частоты настройки контура f_1 и f_2, соответствующие току I_{1-2} можно с большей точностью. Измеряемая частота лежит посредине между ними, т. е.

$$f_x = \frac{f_1 + f_2}{2}. \qquad (17\text{-}3)$$

При измерении частоты маломощных генераторов э. д. с., наводимая в контуре волномера, может оказаться недостаточной для нормальной работы индикатора. В этом случае измерение можно производить *методом поглощения* или, как его иногда называют, *методом реакции*. При этом методе настройку в резонанс определяют по воздействию волномера на режим работы генератора, от которого контур волномера потребляет энергию. Для увеличения этого воздействия контурную катушку волномера помещают вблизи контура испытуемого генератора с тем, чтобы обеспечить между ними достаточно сильную связь. Особенно сильно сказывается настройка волномера на режим работы маломощного генератора. При настройке контура волномера в резонанс колебательный ток в контуре генератора уменьшается до минимума, а постоянная составляющая анодного тока достигает максимума. Если генератор работает в режиме самовозбуж-

дения, то при этом резко уменьшается постоянная составляющая сеточного тока. Таким образом, настройка волномера в резонанс может быть определена по минимальным показаниям термоамперметра, включенного в контур генератора, или по показаниям миллиамперметра постоянного тока, максимальным при включении в анодную цепь и минимальным при включении в цепь управляющей сетки генераторной лампы. На частоту генерируемых колебаний волномер не влияет, так как при резонансе вносимое им в контур генератора сопротивление является чисто активным. Хотя

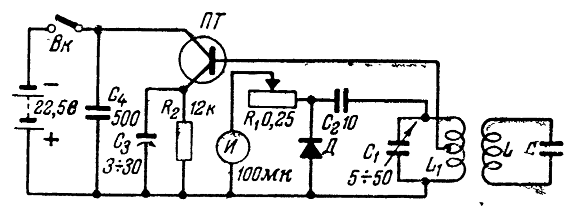


Рис. 17-7. Схема прибора на кристаллическом триоде для резонансных измерений методом „поглощения".

при этом методе индикатор волномера не используется, его отключение нежелательно из-за возможности нарушения градуировки.

Резонансный волномер является прибором пассивного действия, так как его работа основана на поглощении энергии источника измеряемой частоты. Поэтому он не пригоден для непосредственной проверки частоты настройки радиоприемников и отдельных колебательных контуров. Простейшим способом превращения резонансного волномера в источник затухающих колебаний высокой частоты является включение его в схему зуммерного генератора, как это показано в левой части рис. 14-12; такой прибор можно использовать, например, для приближенной проверки градуировки радиоприемников.

Резонансный волномер, включенный в качестве контура маломощного лампового генератора, может быть использован для измерения методом поглощения собственных частот колебательных контуров, например антенны. Схема подобного прибора, выполненного на точечном полупроводниковом триоде *ПТ*, приведена на рис. 17-7. Частота колебаний генератора задается контуром L_1C_1; подстроечный конденсатор C_3 используется для коррекции частотного диапазона. Напряжение высокой частоты на контуре измеряется пиковым диодным вольтметром, состоящим из полупроводнико-

вого диода *Д*, конденсатора C_2, сопротивления R_1 и чувствительного измерительного механизма *И*. Перед измерением включают питание и изменением переменного сопротивления R_1 добиваются установки стрелки измерительного механизма *И* в пределах второй половины шкалы. При измерениях с контуром прибора связывают исследуемый контур LC и изменением емкости C_1 настраивают контур L_1C_1 на резонансную частоту контура LC по резкому уменьшению показания измерительного механизма *И*. Частоту настройки контура LC определяют по шкале конденсатора C_1. Для расширения диапазона измерений катушки L_1 обычно делают сменными.

Рассмотренный прибор может быть использован в качестве сигнал-генератора при испытании радиоприемников, а также для измерения резонансным методом емкостей и индуктивностей. В этих случаях желательно предусмотреть регулировку выходной мощности генератора путем применения переменного сопротивления R_2.

17-4. Измерение высоких частот методом нулевых биений

Измеряемая частота f_x может быть определена сравнением ее с известной частотой f_o образцового генератора. Это сравнение на высоких частотах чаще всего проводится методом нулевых биений.

При этом методе на вход кристаллического или лампового детектора *Д* (рис. 17-8) через катушки связи L_1 и L_2 подаются одновременно колебания двух высоких частот f_o и f_x. В результате детектирования суммарного колебания в цепи детектора возникает пульсирующий ток, содержащий составляющие основных частот f_o и f_x, а также составляющие гармонических и комбинационных частот, в частности частот $f_o + f_x$ и $|f_o - f_x|$.

Если частоты f_o и f_x близки друг к другу, то разностная частота

$$F = |f_o - f_x|. \qquad (17\text{-}4)$$

называемая *частотой биений*, может оказаться в пределах звуковых частот и тон этой частоты будет услышан в телефонах *Т*, зашунтированных от токов высоких частот конденсатором *С*.

Если изменять одну из частот, например f_o, приближая ее к другой частоте f_x, тон в телефонах будет понижаться

и при равенстве этих частот будут иметь место *нулевые биения*, обнаруживаемые по пропаданию звука в телефонах. Таким образом, измерение частоты сводится к определению частоты образцового генератора, при которой наступают нулевые биения.

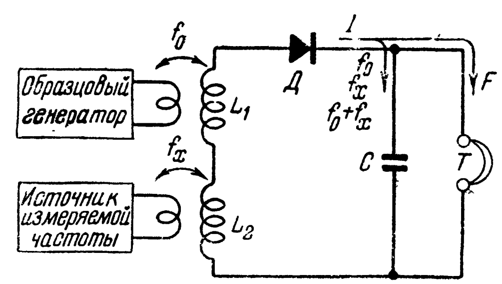


Рис. 17-8. Принцип измерения высоких частот методом нулевых биений.

Из графика зависимости частоты биений от настройки образцового генератора (рис. 17-9,*а*) видно, что при отходе от точки нулевых биений разностная частота F возрастает как при увеличении, так и при уменьшении частоты генератора f_o.

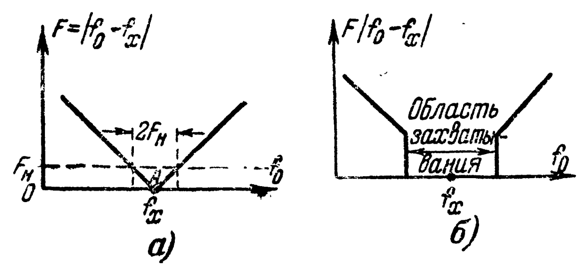


Рис. 17-9. График зависимости частоты биений от настройки образцового генератора при нормальной работе (*а*) и при возникновении захвата (*б*).

Метод нулевых биений позволяет производить измерение частоты с очень большой точностью, определяемой в основном точностью градуировки и отсчета частоты образцового генератора. Однако при очень точных измерениях приходится учитывать возможную ошибку в несколько десятков герц, обусловленную тем, что наше ухо не воспринимает тона звуковых частот ниже некоторой частоты $F_н$; значение этой частоты у различных людей лежит между 10 и 30 *гц*. Для

исключения этой ошибки последовательно с телефоном T включают магнитоэлектрический измерительный механизм, стрелка которого при очень низкой разностной частоте F будет колебаться с этой частотой. При подходе к нулевым биениям колебания стрелки замедляются и их легко сосчитать за определенный промежуток времени.

Необходимо, чтобы связь между образцовым генератором и источником измеряемой частоты не была сильной во избежание возникновения *явления «захватывания»* и связанного с ним возрастания погрешности измерений. Сущность этого явления заключается в том, что при сильной связи между двумя генераторами, разность частот настроек которых невелика, один из генераторов может изменить свою частоту под воздействием другого и оба генератора будут создавать колебания одинаковой частоты. В этом случае частота биений F будет изменяться в соответствии с графиком рис. 17-9,*б*, т. е. во всей области «захватывания» она оказывается равной нулю, и звук в телефонах отсутствует.

На принципе измерения высоких частот методом нулевых биений основано действие кварцевых калибраторов и гетеродинных волномеров.

17-5. Кварцевые калибраторы

Из приборов повышенной точности, применяемых для измерения высоких частот, наиболее простыми и доступными для самостоятельного изготовления являются кварцевые калибраторы. Они позволяют проверять градуировку аппаратуры в ряде так называемых *опорных точек шкалы*, соответствующих строго определенным частотам.

Структурная схема типового кварцевого калибратора приведена на рис. 17-10. Основной частью прибора является генератор с кварцевой стабилизацией, работающий в таком режиме, что возбуждаемые им колебания имеют форму, резко отличную от синусоидальной, и потому содержат, кроме колебаний основной частоты f_o, большое число гармоник, частоты которых равны $2f_o$, $3f_o$, $4f_o$ и т. д., а амплитуды постепенно убывают с повышением частоты. Обычно удается использовать для измерений несколько десятков гармоник, которые имеют такую же высокую стабильность, как и основная частота f_o, стабилизированная кварцем.

Колебания от генератора через конденсаторы связи C_1 и C_2 подводятся к детекторному каскаду, нагруженному на телефоны T. Одновременно выход генератора и вход детек-

тора через конденсатор C_3 связывают с зажимом связи *А*, который вместе с присоединяемым к нему небольшим проводником играет роль передающей или приемной антенны в зависимости от характера использования прибора.

При испытании радиоприемников генератор калибратора играет роль передатчика. Приемник, вблизи входа которого устанавливают калибратор, последовательно настраивают на различные гармоники кварцевого генератора и тем самым определяют соответствующие им опорные точки шкалы. Точную настройку приемника, работающего в телеграфном режиме (т. е. при включенном втором гетеродине), на гармонику генератора устанавливают по нулевым биениям, про-

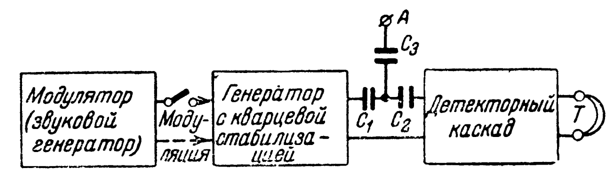


Рис. 17-10. Структурная схема кварцевого калибратора.

слушиваемым в телефонах, подключенных к выходу приемника. Проверку приемников прямого усиления производят при обратной связи, доведенной до генерации. Проверку градуировки приемников, работающих только в телефонном режиме, например радиовещательных приемников, можно проводить лишь при колебаниях генератора, модулированных звуковой частотой. При этом настройку приемника на гармонику кварцевого генератора устанавливают по наибольшей громкости тона, воспроизводимого громкоговорителем приемника, или, значительно точнее, по максимальным показаниям вольтметра, подключаемого к выходу приемника. Для модуляции колебаний генератора в схему калибратора включают модулятор, представляющий собой генератор фиксированной звуковой частоты 400 или 1 000 *гц*, воздействующий на одну из сеток генераторной лампы. При отсутствии модулятора модуляцию получают питанием анодной цепи генератора непосредственно от сети переменного тока; при этом колебания генератора окажутся промодулированными частотой сети.

При проверке градуировки передатчика или высокочастотного генератора колебания последнего, наводимые в проводнике, присоединенном к зажиму связи *А*, поступают на вход детекторного каскада калибратора одновременно с ко-

лебаниями кварцевого генератора. Передатчик последовательно настраивают на ряд частот гармоник генератора по нулевым биениям в телефонах, при этом каждое изменение частоты передатчика должно сопровождаться подстройкой его антенного контура, и таким образом определяют опорные точки шкалы передатчика.

Разность частот соседних опорных точек равна основной частоте генератора f_0. Желательно, чтобы эта разность была возможно меньше, тогда опорные точки будут располагаться гуще и общая точность градуировки повысится. Однако брать частоту f_0 ниже 10 *кгц* нельзя из-за опасности возникновения хорошо слышимых биений исследуемых колебаний одновременно с двумя соседними гармониками генератора, что затруднит распознавание номеров гармоник и настройку на нулевые биения. Для более широкого охвата основных радиовещательных диапазонов частоту f_0 обычно берут порядка 100 *кгц*, что обеспечит проверку градуировки примерно до частоты 10 *Мгц* ($\lambda=30$ *м*).

Главным недостатком кварцевых калибраторов является многозначность результатов измерения, так как нулевые биения позволяют установить лишь факт равенства измеряемой частоты одной из гармоник генератора без установления номера этой гармоники. Поэтому калибраторы используются для проверки уже имеющейся градуировки. Радиоустройства с сильно нарушенной градуировкой или не имеющие ее предварительно градуируют (хотя был приближенно в одной—трех точках каждого поддиапазона) с помощью приборов, дающих однозначные показания, например резонансных волномеров, а затем уже их градуировку уточняют кварцевым калибратором.

Для расширения диапазона измерений в сторону более коротких волн и облегчения определения номера гармоник обычно предусматривают возможность работы генератора на двух стабилизированных кварцами и находящимися в десятикратном отношении частотах, равных, например, 100 и 1 000 *кгц*. Каждой из этих частот соответствует своя сетка опорных точек.

Принцип использования обеих основных частот можно уяснить из следующего примера. Предположим, что проверяется градуировка передатчика на частоте 7 300 *кгц*. Тогда калибратор первоначально включают на основную частоту 1 000 *кгц*. Передатчик настраивают по нулевым биениям на ближайшую к искомой частоту, кратную 1 000 *кгц*, т. е. на частоту 7 000 *кгц*. На этой частоте возможность ошибки

практически исключена, так как опорные точки расположены редко, через 1 000 *кгц*. Затем калибратор переключают на основную частоту 100 *кгц*; при точной подгонке кварцев нулевые биения должны сохраниться. Затем настройку передатчика плавно изменяют по направлению к искомой частоте и отмечают последовательно точки шкалы, соответствующие нулевым биениям на частотах 7 100, 7 200 и 7 300 *кгц*. Аналогично производится проверка градуировки коротковолновых диапазонов приемников.

В качестве примера на рис. 17-11 приведена схема *кварцевого калибратора типа КК-6*. В генераторе прибора применены две кварцевые пластины на основные частоты колебаний 1 250 и 125 *кгц*, включаемые между управляющей сеткой и катодом генераторной лампы $Л_1$. Нагрузкой лампы служит катушка индуктивности $Л_2$ или

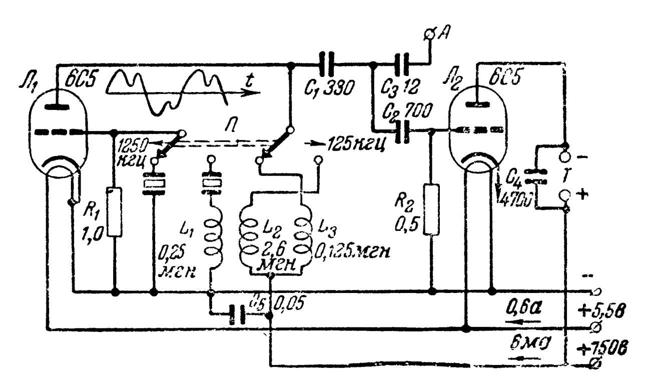


Рис. 17-11. Схема кварцевого калибратора типа КК-6.

L_3 в зависимости от установки переключателя основных частот *П*. Обратная связь между цепью анода и цепью сетки осуществляется через междуэлектродную емкость лампы анод—сетка; на частоте 125 *кгц* в цепь сетки через катушку L_1, индуктивно связанную с катушкой L_2, вводится дополнительное возбуждающее напряжение.

Детекторный каскад на лампе $Л_2$ работает в режиме сеточного детектирования. Его нагрузкой служат высокоомные телефоны, включаемые в гнезда *Т*.

При испытании приемника звуковые биения на его выходе могут возникнуть вследствие приема несущей частоты какой-либо близкой передающей радиостанции независимо от сигналов калибратора. Для проверки настройки приемника на колебания калибратора служит кнопка (*Контроль*), при нажатии которой разрывается цепь анодного питания; при правильной настройке приемника нажатие кнопки вызывает исчезновение биений.

Кварцевый калибратор типа КК-6 обеспечивает проверку градуировки передатчиков мощностью не менее 2—3 *вт* и приемников чувствительностью не хуже 10 *мкв* в диапазоне частот от 125 *кгц* до

25 *Мгц* и выше путем использования не менее 80 гармоник основной частоты 125 *кгц* и 20 гармоник основной частоты 1 250 *кгц*. Основная погрешность измерений не превышает 0,01% и соответствует точности подгонки кварцев. Недостатком прибора является отсутствие в нем модулятора.

17-6. Мультивибраторы и их применение для измерения высоких частот

При измерении частоты в диапазоне средних и особенно длинных волн количество опорных точек, обеспечиваемых кварцевым калибратором с основной частотой около 100 *кгц*, оказывается недостаточным для полной проверки градуировки. Для расширения сети опорных точек кварцевые генераторы часто применяют совместно с мультивибраторами.

Мультивибратор, схема которого приведена на рис. 17-12, представляет собой двухкаскадный усилитель на сопротивлениях, работающий в режиме самовозбуждения. Этот режим создается емкост-

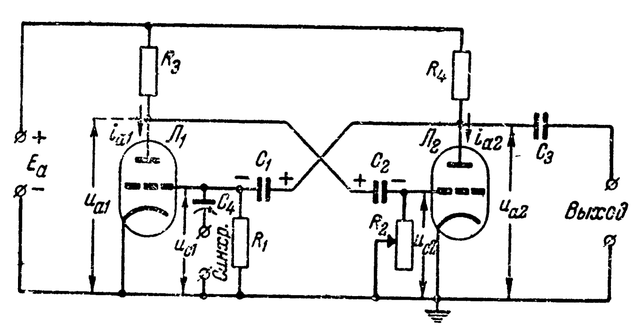


Рис. 17-12. Схема мультивибратора.

ной обратной связью между выходом второго и входом первого каскада, осуществляемой через конденсатор C_1. В практических конструкциях мультивибраторов обычно применяют двойные триоды.

Мультивибратор при своей работе создает колебания, форма которых может быть сделана близкой к прямоугольной. Такие колебания характеризуются наличием большого числа гармоник, имеющих сравнительно большую амплитуду.

Работу мультивибратора упрощенно можно объяснить так. Если бы схемы обоих каскадов были идеально идентичны, то после включения питания в анодных цепях ламп установились бы одинаковые токи $i_{a1} = i_{a2}$; одинаковыми были бы напряжения на анодах $u_{a1} = u_{a2}$, до которых зарядились бы конденсаторы C_1 и C_2, и после окончания заряда этих конденсаторов напряжение на сетках упало бы до нуля, т. е. $u_{c1} = u_{c2} = 0$. Соответствующие значения токов и напряжений показаны в начальной части графиков рис 17-13.

Предположим, что в некоторый момент времени t_0 анодный ток i_{a1} лампы $Л_1$ несколько увеличился вследствие неизбежных для электронных ламп колебаний эмиссии. Увеличение i_{a1} приведет

к увеличению падения напряжения на сопротивлении R_3 и соответствующему уменьшению анодного напряжения u_{a1}, которое станет меньше напряжения на конденсаторе C_2. Последний начнет разряжаться через лампу $Л_1$ и сопротивление R_2, создавая на сетке лампы $Л_2$ отрицательный потенциал. В результате ток i_{a2} уменьшится, уменьшится и падение напряжения на сопротивлении R_4, что

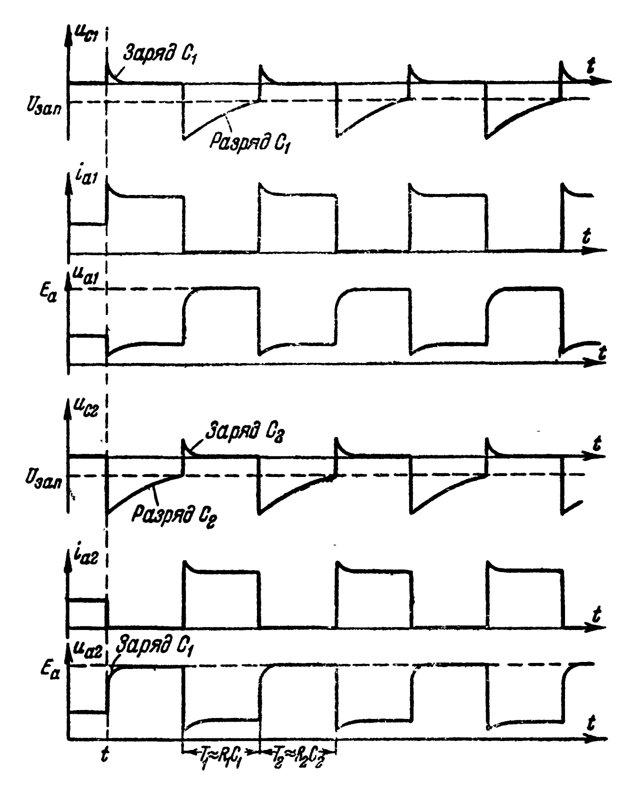


Рис. 17-13. Графики напряжений и токов, действующих в цепях мультивибратора схемы рис. 17-12.

приведет к возрастанию анодного напряжения u_{a2}. Последнее вызовет подзаряд конденсатора C_1 через сопротивление R_1. На сетке лампы $Л_1$ появится положительный потенциал, который приведет к дальнейшему увеличению тока i_{a1}. В результате этого стремительного процесса ток i_{a1} почти мгновенно (в течение долей микросекунды) возрастет до некоторого максимального значения, а напряжение u_{a1} уменьшится до минимума. При этом разрядный ток конденсатора C_2 создаст на сетке лампы $Л_2$ отрицательное напряжение, значительно превышающее напряжения запирания $U_{зап}$; лампа $Л_2$

запрется, а напряжение на лампе u_{a2} по мере заряда конденсатора C_1 будет приближаться к э. д. с. источника E_a, пока не станет равным ей.

Напряжение на аноде лампы $Л_2$ будет сохраняться равным E_a, пока разрядный ток конденсатора C_2 и создаваемое им отрицательное напряжение u_{c2} не уменьшатся до такого значения, что произойдет отпирание лампы $Л_2$. При появлении анодного тока i_{a2} в мультивибраторе произойдет скачкообразное изменение режима работы ламп; при этом лампы $Л_1$ и $Л_2$ поменяются ролями. Действительно, появление тока i_{a2} приведет к уменьшению напряжения u_{a2}, разряду конденсатора C_1, появлению на сетке лампы $Л_1$ отрицательного напряжения u_{c1}, уменьшению тока i_{a1} и возрастанию напряжения u_{a1}. В результате лампа $Л_1$ запрется и напряжение на ее аноде увеличится до значения E_a, а ток i_{a2} достигнет максимального значения при уменьшении до минимума напряжения u_{a2}.

Очевидно, что рассмотренный процесс, изображенный на рис. 17-13, носит периодический характер. Напряжение на анодах ламп $Л_1$ и $Л_2$ имеет почти прямоугольную форму. Длительность полупериодов этого напряжения в основном определяется продолжительностью разряда конденсаторов C_1 и C_2 до напряжения $U_{зап}$; она также существенно зависит от параметров ламп и режима их работы.

Если постоянные времени разрядных цепочек R_1C_1 и R_2C_2 различны, то колебания мультивибратора имеют несимметричный характер и их основную частоту можно приближенно подсчитать по формуле

$$f_м \approx \frac{1}{R_1C_1 + R_2C_2}. \qquad (17\text{-}5)$$

Для симметричного мультивибратора, у которого $R_1 = R_2 = R$, а $C_1 = C_2 = C$:

$$f_м \approx \frac{1}{2RC}. \qquad (17\text{-}6)$$

Частота колебаний мультивибратора недостаточно стабильна; она сильно зависит от питающих напряжений. Поэтому в измерительной технике мультивибраторы применяются преимущественно в качестве умножителей или делителей частоты колебаний генераторов с кварцевой стабилизацией; напряжение от этих генераторов используется в качестве напряжения, синхронизирующего работу мультивибратора с работой генератора с кварцевой стабилизацией.

Синхронизирующее напряжение $u_{син}$ может вводиться в схему мультивибратора различными способами, например в разрыв цепи анодного питания или катода одной или обеих ламп. Рассмотрим один из наиболее простых случаев, когда напряжение синхронизации синусоидальной формы подается на сетку одной из ламп, например $Л_1$ (рис. 17-12).

При работе в режиме *умножения частоты* собственная частота мультивибратора устанавливается несколько меньшей синхронизирующей частоты. Регулировка частоты может осуществляться изменением одного из сопротивлений, например R_2. Кривые начальных

частей графиков, после момента времени t_1 продолженные пунктиром, соответствуют отсутствию напряжения $u_{син}$. Предположим, что в момент времени t_1 на сетку лампы $Л_1$ подано напряжение $u_{син}$ (рис. 17-14). Это напряжение будет складываться с напряжением, создаваемым на сетке разрядным током конденсатора C_1. Поэтому результирующее напряжение на сетке достигнет напряжения запирания $U_{зап}$ не в момент t_3, как это имело бы место при отсутствии синхронизации, а несколько раньше, в момент t_2; при этом произойдут почти мгновенное отпирание лампы $Л_1$ и запирание лампы $Л_2$.

При отпертой лампе $Л_1$ сопротивление ее участка сетка-катод мало, что препятствует возрастанию положительного напряжения на сетке. Поэтому положительная полуволна напряжения $u_{син}$ не окажет заметного действия на режим лампы. Однако, начиная с момента t_4, напряжение синхронизации задает на сетку отрицательный потенциал; это вызовет резкое уменьшение анодного тока i_{a1}, а затем и запирание лампы $Л_1$; лампа $Л_2$ при этом отопрется. Рассмотренный выше процесс будет периодически повторяться с частотой, в точности равной синхронизирующей частоте. При этом в зависимости от начальных фаз напряжения $u_{син}$ и собственных колебаний мультивибратора синхронизированные колебания могут установиться не сразу, а после нескольких периодов неустойчивых колебаний.

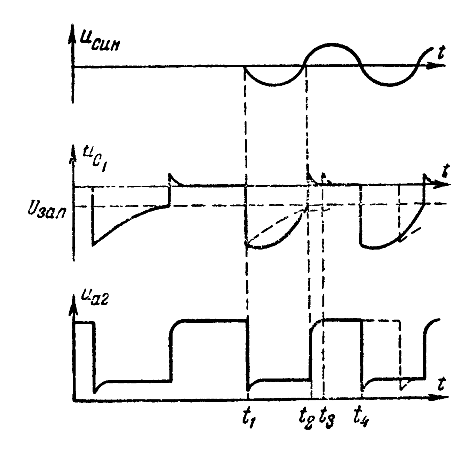


Рис. 17-14. График, поясняющий принцип синхронизации частоты мультивибратора.

Для измерительных целей удается использовать до 200—300 гармоник напряжения мультивибратора. Следовательно, при частоте синхронизации 100 *кгц* с помощью мультивибратора, работающего в режиме умножения, можно получить широкий спектр стабильных частот: 100, 200, 300 *кгц* и т. д., вплоть до 20—30 *Мгц*.

При работе в режиме *деления частоты* собственная частота мультивибратора устанавливается в целое число раз N меньше синхронизирующей частоты, где N — коэффициент деления. Например, если при синхронизирующей частоте 100 *кгц* требуется получить

спектр частот, отличающихся друг от друга на 20 *кгц*, то мультивибратор настраивают на частоту порядка 20 *кгц* ($N = 5$). Построив графики, аналогичные графикам рис. 17-14, можно убедиться, что в этом случае переключение ламп из одного режима в другой будет происходить через каждые несколько полупериодов синхронизирующего напряжения. В результате основная частота колебаний мультивибратора окажется равной точно 20 *кгц* при широком спектре гармонических частот: 40, 60, 80, 100 *кгц* и т. д., вплоть до нескольких мегагерц.

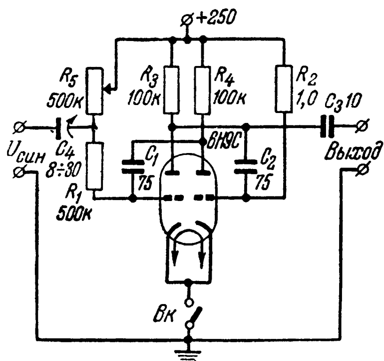


Рис. 17-15. Схема синхронизированного мультивибратора со стабильным коэффициентом деления.

Мультивибратор может быть собран в виде приставки к кварцевому калибратору. Тогда при коэффициенте деления, равном 5 или 10, удастся получить между соседними гармониками калибратора, включенного на основную частоту 100 *кгц*, четыре или девять промежуточных опорных точек через каждые 20 или 10 *кгц*. Для правильной работы мультивибратора необходимо подобрать определенную величину синхронизирующего напряжения; это можно сделать применением на входе мультивибратора подстроечного конденсатора C_4 с максимальной емкостью 30—50 *пф*.

Недостатком мультивибратора, собранного по схеме рис. 17-12, является возможность скачкообразного изменения коэффициента деления при колебаниях напряжения питания. На схеме рис. 17-15 приведена схема мультивибратора, предложенная Л. Лабутиным. При синхронизирующей частоте 100 *кгц* и напряжении синхронизации 10—12 *в* мультивибратор работает на основной частоте 20 *кгц* при $N = 5$. Коэффициент деления сохраняется стабильным при изменении анодного напряжения на $\pm 20\%$ и напряжения накала на $\pm 15\%$.

Для умножения и деления частоты в специальной измерительной аппаратуре, кроме мультивибраторов, находят применение и некоторые другие, более сложные схемы, например регенеративные делители частоты и умножители частоты, работающие в режиме отсечки анодного тока.

17-7. Гетеродинные волномеры

Простейший гетеродинный волномер отличается от кварцевого калибратора тем, что его основным элементом является не кварцевый генератор, а *гетеродин,* т. е. маломощный ламповый генератор с плавно регулируемой частотой. Наличие детектора позволяет использовать гетеродин не только для градуировки радиоприемников, но и для измерения по методу нулевых биений частоты радиопередатчиков. При необходимости градуировки телефонных приемников волномер дополняется модулятором.

Точность измерений, обеспечиваемая гетеродинным волномером, в зависимости от выбора схемы и конструктивного выполнения находится в пределах от единиц до сотых долей процента. Она в основном определяется стабильностью частоты гетеродина, а также точностью градуировки и отсчета. Градуировку гетеродина наносят непосредственно на шкалу его переменного конденсатора лишь в самых простых конструкциях; в большинстве приборов шкала делается равномерной, а отсчет по ней переводится в частоту при помощи таблиц или графиков. Для повышения плавности регулировки и точности отсчета управление настройкой осуществляют через верньерный механизм с большим замедлением (до 100—300 раз). Высокая стабильность частоты гетеродина при правильно выбранной схеме достигается применением деталей с малым температурным коэффициентом, стабилизацией напряжения питания, а иногда и включением буферного каскада, изолирующего гетеродин от выходной цепи. Диапазон большинства гетеродинных волномеров — от 100—125 *кгц* до 20—25 *Мгц*. Такой диапазон в генераторах стандартных сигналов перекрывается с помощью пяти-шести частичных поддиапазонов. Но в гетеродинных волномерах наряду с основными частотами генерируемых колебаний для измерений используется ряд их гармоник, возникновение которых достигается подбором режима работы гетеродина или буферного усилителя. Это позволяет сократить число поддиапазонов при одновременном повышении стабильности частоты вследствие работы на более низких основных частотах. Например, выпускаемые отечественной промышленностью волномеры типов 526, 527 и 528 имеют два плавных поддиапазона основных частот 125—250 *кгц* и 2—4 *Мгц*. На первом поддиапазоне при использовании первой, второй, четвертой и восьмой гармоник удается плавно перекрыть полосу частот 125—2 000 *кгц*; на втором поддиапазоне при использовании первой, второй, четвертой и частично пятой гармоник перекрывается полоса частот 2—20 *Мгц*. Таким образом, каждому положению ручки настройки гетеродина соответствуют три или четыре используемые частоты, значения которых заносятся в градуировочные таблицы. Например, измерение частот 175, 350, 700 и 1 400 *кгц* производится при одной и той же настройке гетеродина на основную частоту 175 *кгц*.

Многозначность градуировки гетеродина создает возможность ошибки в определении гармоники, с которой измеряемая частота создает нулевые биения. Поэтому нуж-

но знать приближенное значение измеряемой частоты Последнюю можно определить расчетным путем при помощи самого гетеродинного волномера.

Предположим, что при изменении настройки гетеродина мы получили нулевые биения с измеряемой частотой f_x при двух соседних значениях основных частот f_1 и f_2 одного и того же поддиапазона гетеродина. Очевидно, что частота f_x является одновременно гармоникой обеих частот: f_1 и f_2, т. е.

$$f_x = nf_1 = (n+1)f_2, \qquad (17\text{-}7)$$

где n — номер гармоники для основной частоты f_1;
$(n+1)$ — номер гармоники для соседней основной частоты f_2 (при $f_2 < f_1$).

Решая равенство (17-7) относительно n, находим:

$$n = \frac{f_2}{f_1 - f_2}.$$

Следовательно, измеряемая частота

$$f_x = nf_1 = \frac{f_1 f_2}{f_1 - f_2}. \qquad (17\text{-}8)$$

Например, если нулевые биения получены при частотах $f_1 \approx 1\,650$ *кгц* и $f_2 \approx 1\,500$ *кгц*, то приближенно

$$f_x \approx \frac{1\,650 \cdot 1\,500}{1\,650 - 1\,500} = 16\,500 \text{ кгц}.$$

При определении частот f_1 и f_2 следует остерегаться ошибки, обусловленной возможностью возникновения биений между колебаниями гетеродина и гармониками измеряемой частоты. Для ослабления этих биений измерения следует производить при слабой связи между волномером и исследуемым источником.

Схемы гетеродинных волномеров могут быть весьма разнообразны. На рис. 17-16 изображена схема простейшего однолампового волномера с батарейным питанием. Волномер представляет собой двухдиапазонный высокочастотный гетеродин на лампе 1А1П. Первые две сетки лампы используются в схеме звукового генератора, частотой которого модулируются высокочастотные колебания при испытании телефонных радиоприемников. Требуемая частота модуляции достигается подбором трансформатора *Тр* и

конденсатора *С*. Переключатель *П* позволяет выключить модуляцию при градуировке телеграфных приемников или измерении частоты передатчиков. По отношению к колебаниям передатчика, подводимым через зажим связи *А* к

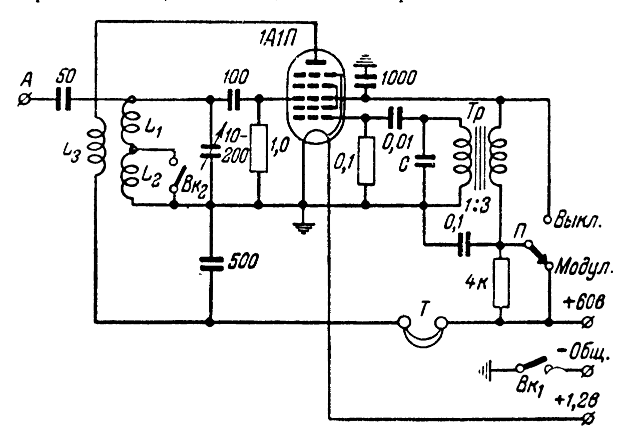


Рис. 17-16. Схема одноламповото гетеродинного волномера.

третьей сетке, лампа работает в режиме сеточного детектирования. В результате наложения колебаний передатчика на собственные колебания гетеродина возникают биения, которые детектируются лампой; тон биений прослушивается в телефонах, включенных в анодной цепи.

Гетеродинные волномеры промышленного производства обеспечивают точность измерения частоты такого же порядка, как и кварцевые калибраторы. Это достигается усложнением схемы и конструкции прибора. Структурная схема современного гетеродинного волномера показана на рис. 17-17. Гетеродин волномера имеет два поддиапазона, подгонка которых осуществляется подстроечными конденсаторами C_3 и C_4, включенными параллельно контурным катушкам. Частота основных колебаний задается переменным конденсатором C_1. Волномер имеет отдельный детекторный каскад. С целью повышения чувствительности при измерении частоты маломощных генераторов введен усилитель низкой частоты, усиливающий биения, выделяемые детектором. Входное напряжение усилителя, а следовательно, и громкость прослушиваемых биений, регулируется потенциометром R_1. Предусмотрена также возможность регулировки выходного или входного напряжения высокой частоты при помощи потенциометра R_2.

Характерной особенностью волномера является то, что в его состав включен генератор с кварцевой стабилизацией, используемый для проверки и коррекции в ряде опорных точек градуировки гетеродина. Этот генератор создает богатые гармониками колебания, основная частота которых, стабилизируемая кварцем, выбирается порядка 1 000 *кгц*.

Выбор рода работы прибора производится без нарушения междукаскадных связей посредством включения или выключения напряжения анодного питания отдельных элементов. При установке переключателя $П_2$ в положение *3 (Кварц)* гетеродин выключен, а генератор с кварцевой стабилизацией включен; при этом волномер можно использовать как кварцевый калибратор для проверки градуировки радиоаппаратуры на гармониках кварцевого генератора. В положе-

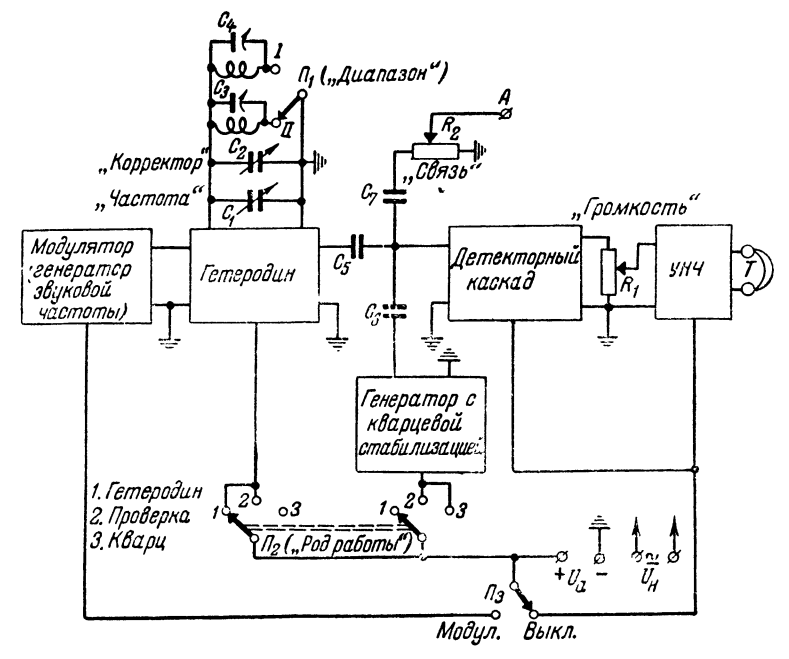


Рис. 17-17. Развернутая структурная схема гетеродинного волномера высокой точности.

нии переключателя *1 (Гетеродин)*, наоборот, кварцевый генератор выключен, а гетеродин включен. Это — нормальный режим работы прибора.

Проверка градуировки гетеродина производится при установке переключателя $П_2$ в положение *2 (Проверка)*, когда одновременно включены и гетеродин и генератор, колебания которых подводятся к детектору. При определенном соотношении частот или гармоник этих колебаний возникают звуковые биения, частота которых определяется формулой

$$F = |mf_г - nf_к|, \qquad (17\text{-}9)$$

где $f_г$ и $f_к$ — основные частоты соответственно гетеродина и генератора;

m и n — целые числа, соответствующие номерам взаимодействующих гармоник.

Частота биений оказывается равной нулю для ряда частот диапазона гетеродина, удовлетворяющих условию

$$f_г = \frac{n}{m} f_к, \qquad (17\text{-}10)$$

которое вытекает из равенства (17-9) при $F = 0$. Определяемые этим условием частоты могут служить опорными точками для проверки градуировки гетеродина.

Найдем, для примера, опорные частоты диапазона гетеродина 2 000 — 4 000 *кгц*, если основная частота генератора с кварцевой стабилизацией $f_к = 1\,000$ *кгц*. В этом случае получаем опорные частоты:

при $m = 1$ и $n = 1$, 2, 3 и 4 — 1 000, 2 000, 3 000, 4 000 *кгц*;

при $m = 2$ и $n = 5$ и 7 — 2 500 и 3 500 *кгц*;

при $m = 3$ и $n = 7$, 8, 10 и 11 — 2 333, 2 667, 3 333 и 3 667 *кгц* и т. д.

Следует учитывать, что с увеличением номеров взаимодействующих гармоник амплитуда биений уменьшается.

Если градуировка гетеродина нарушена, то при установке его на одну из опорных частот и включении кварцевого генератора вместо нулевых биений создается звуковая частота, которая после усиления прослушивается в телефонах. Для коррекции градуировки служит подстроечный конденсатор C_2 небольшой емкости, включенный параллельно основному конденсатору настройки C_1; при его помощи перед началом измерений устанавливают нулевые биения в ближайшей к измеряемой частоте опорной точке.

Порядок использования генератора с кварцевой стабилизацией рассмотрим на следующем примере. Предположим, что нужно проверить градуировку передатчика на частоте 10 700 *кгц*. Обращаясь к градуировочной таблице волномера, находим, что этой частоте соответствует основная частота $\frac{10\,700}{4} = 2\,675$ *кгц*. По таблице или шкале опорных точек определяем, что ближайшая опорная частота достаточной амплитуды равна 2 667 *кгц*. Тогда по шкале конденсатора C_1 устанавливаем частоту 2 667 *кгц* и, поставив переключатель $П_2$ в положение *2*, корректором C_2 добиваемся нулевых биений. Затем переключатель ставим в положение *1* и, установив частоту гетеродина 2 675 *кгц*, на этой частоте градуируем передатчик.

При коррекции градуировки, а также при измерении частоты передатчиков модулятор должен быть выключен; при испытании же приемников не используется низкочастотная часть волномера. Для выключения неиспользуемых элементов схемы служит переключатель $П_3$.

В заключение отметим, что при налаживании радиоприемников гетеродинный волномер с успехом может заменить сигнал-генератор. В то же время и любой высокочастотный измерительный генератор при условии добавления к нему детекторного каскада можно использовать для приближенного измерения частоты радиопередатчиков. Поэтому в самодельных конструкциях целесообразно совмещать высокочастотный измерительный генератор с гетеродинным волномером.

ГЛАВА ВОСЕМНАДЦАТАЯ

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ЛИНИИ

18-1. Общие сведения

На ультракоротких волнах вместо измерения частоты часто оказывается значительно удобнее измерять непосредственно длину волны. Для этой цели применяют *измерительные линии,* выполненные в виде короткозамкнутого отрезка двухпроводной или коаксиальной линии.

Измерительная линия представляет собой резонансную систему с распределенными по длине индуктивностью и емкостью. По сравнению с резонансными волномерами со сосредоточенными индуктивностью и емкостью она имеет значительно большую добротность, которая сохраняет свое высокое значение и на сверхвысоких частотах. Преимущественное применение измерительных линий в диапазоне УКВ объясняется, в основном, конструктивными соображениями (длина линии должна быть одного порядка с длиной измеряемых волн).

Скорость распространения электромагнитных волн вдоль линии v несколько меньше, чем в свободном пространстве. Поэтому измеряемая линией длина волны, связанная с частотой исследуемых колебаний f формулой

$$\lambda = \frac{v}{f}, \qquad (18\text{-}1)$$

будет меньше длины волны тех же колебаний в свободном пространстве. Для уменьшения ошибки результаты измерений длины волны двухпроводной линией увеличивают на 2—2,5%, а результаты измерений коаксиальной линией на 12 — 15%.

Наряду с измерением длины волны, измерительные линии применяются на УКВ для измерения параметров электрических цепей (антенн, колебательных контуров, фидерных линий): полного сопротивления и его составляющих, волнового сопротивления, добротности, затухания.

18-2. Двухпроводные измерительные линии и их применение для измерения длины волны

Двухпроводная измерительная линия, называемая иногда линией Лехера [1], применяется на метровых и дециметровых волнах. Устройство линии показано на рис. 18-1

[1] По имени ученого, впервые применившего ее в 1890 г.

Она состоит из двух близко расположенных друг к другу параллельных проводов, подвешенных на изоляторах *1* к неподвижным опорам *2*. Вдоль линии может перемещаться металлическая перемычка, замыкающая накоротко провода линии. Начало линии при помощи витка *3* связывается индуктивно с источником колебаний, длина которых λ_x измеряется. Под действием э. д. с., наводимой в витке связи, в короткозамкнутой линии устанавливаются *стоячие волны* тока и напряжения, которые являются результатом сложения падающих волн, распространяющихся от начала

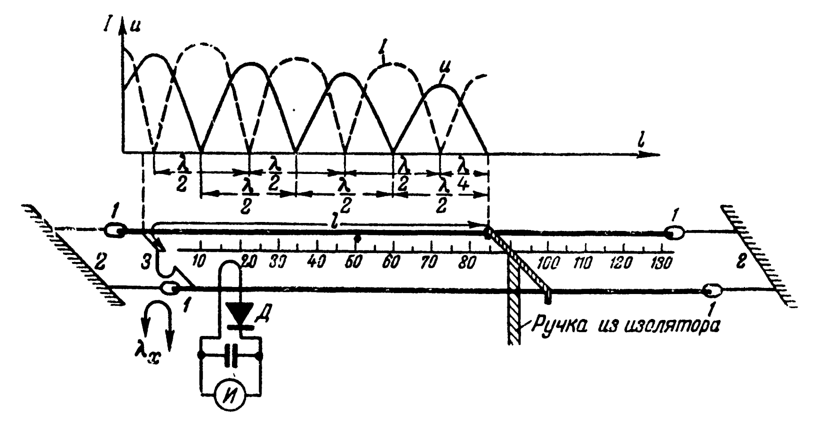


Рис. 18-1. Двухпроводная измерительная линия с детекторным индикатором и график изменения тока и напряжения вдоль линии.

линии к ее концу, и отраженных волн, распространяющихся в обратном направлении.

Стоячие волны характеризуются тем, что токи (напряжения) во всех точках линии изменяются в одинаковых фазах. При этом амплитуды тока и напряжения изменяются вдоль линии; в некоторых точках линии, называемых *узлами*, ток (напряжение) всегда равен нулю, в других точках линии, называемых *пучностями*, амплитуда тока (напряжения) имеет максимальное значение. Ток и напряжение при стоячих волнах сдвинуты по фазе на 90° как во времени, так и по характеру распределения вдоль линии; поэтому узлу тока соответствует пучность напряжения и, наоборот, узел напряжения совпадает с пучностью тока.

На конце короткозамкнутого участка линии всегда существуют пучность тока и узел напряжения. Поэтому распределение действующих значений тока и напряжения

вдоль линии при фиксированном положении перемычки характеризуется графиком, приведенным в верхней части рис. 18-1. Пучности тока (напряжения), так же как и узлы, повторяются через расстояния, равные половине измеряемой длины волны. Вследствие наличия потерь в линии по мере удаления от ее начала амплитуда пучностей постепенно уменьшается.

При фиксированной длине короткозамкнутого участка линии l длина волны λ_x определяется как удвоенное расстояние между двумя соседними пучностями или узлами напряжения (тока). Пучности напряжения могут быть найдены по максимальной яркости свечения перемещаемой вдоль линии и связанной через сопротивление с ее проводами неоновой лампы (при грубых измерениях неоновую лампу можно держать в руке, касаясь вывода одного из ее электродов и располагая вывод второго электрода около проводов линии). Простейшим индикатором пучностей тока может служить лампочка накаливания, присоединенная к катушке связи, состоящей из одного или нескольких витков и перемещаемой вдоль одного из проводов линии. Однако рассмотренные индикаторы обеспечивают точность измерений не выше 5—10%, так как вблизи пучности действующее значение напряжения (тока) изменяется вдоль линии медленно, не вызывая заметной реакции индикатора. Лучшие результаты получаются при применении стрелочного индикатора, показанного на рис. 18-1, который состоит из полупроводникового диода *Д* и чувствительного измерительного механизма магнитоэлектрической системы *И*. Индикатор связан с линией при помощи витка связи. Если этот виток расположен параллельно проводам, то связь с линией имеет индуктивный характер и индикатор реагирует на величину тока в линии; при расположении витка связи перпендикулярно проводам связь с линией приобретает емкостный характер, и индикатор реагирует на напряжение, действующее между проводами линии. Связь индикатора с линией можно осуществить и непосредственно через малые емкости (рис. 18-4). Применение стрелочных индикаторов позволяет повысить точность измерений путем регистрации положений узлов стоячей волны, вблизи которых ток и напряжение изменяются значительно резче, чем около пучностей.

При перемещении индикатора вдоль линии связь между ним и линией трудно сохранить неизменной. Чтобы исключить дополнительную погрешность, вызываемую непостоян-

ством связи, петлю связи индикатора закрепляют неподвижно в начальной части линии, а передвигают перемычку, вместе с которой перемещается и вся картина распределения стоячих волн. Расстояние между двумя соседними положениями перемычки, при которых показания индикатора максимальны (минимальны), равно $0{,}5\ \lambda_{\text{г}}$.

Точность порядка 0,1—1% можно получить при измерении длины волны *резонансным методом*, сущность которого заключается в том, что измерительную линию настраивают в резонанс с частотой исследуемых колебаний $f=\frac{v}{\lambda}$ путем изменения длины ее короткозамкнутого участка. Резонансная настройка будет иметь место при длине последнего, кратной $0{,}5\lambda$, т. е. при $l=0{,}5\lambda$, λ, $1{,}5\lambda$, 2λ и т. д. Задача измерения заключается в определении положений перемычки, соответствующих настройке линии в резонанс.

Резонанс сопровождается резким возрастанием энергии, отсасываемой измерительной линией от испытуемого генератора. При испытании маломощных генераторов, работающих в режиме самовозбуждения, реакция генератора на резонансную настройку связанной с ним линии проявляется в том, что контурный ток и постоянная составляющая сеточного тока становятся минимальными, а постоянная составляющая анодного тока достигает максимума. Это позволяет длину волны найти как удвоенное расстояние между двумя соседними положениями перемычки, при которых один из индикаторов, установленных в генераторе, фиксирует наличие резонанса. При отсутствии стрелочных индикаторов резонанс можно определить по наименьшей яркости свечения лампочки накаливания, индуктивно связанной с контуром генератора. Такой метод измерения называется *методом реакции*. При этом методе измерительная линия может индикатора не иметь.

Положения перемычки, соответствующие настройке в резонанс, можно определить достаточно точно по максимальному свечению лампочки накаливания *Л*, включенной в разрыв перемычки, как это показано на схеме рис. 18-2. Лампочка реагирует на ток $I_{к}$ в конце линии, величина которого при перемещении перемычки изменяется в соответствии с приведенным на чертеже графиком. При резонансе ток $I_{к}$ резко возрастает (для линии без потерь он стремится к бесконечности); его амплитуда ограничивается сопротивлением перемычки и потерями в линии и по мере увеличения длины последней постепенно уменьшается. Вместо лампочки

накаливания в разрыв перемычки лучше включать термоэлектрический амперметр (см. рис. 18-3).

Включение индикатора в разрыв перемычки увеличивает ее сопротивление. Поэтому в линии резко возрастает практически незаметная в предыдущих случаях *бегущая волна,* энергия которой поглощается в перемычке. Наличие бегущей волны уменьшает резкость изменения тока и напряжения вблизи узлов и пучностей и понижает точность измерений. Кроме того, падение напряжения на перемычке вызывает появление в отрезке линии, лежащем между перемычкой и концом измерительной линии, стоячей волны.

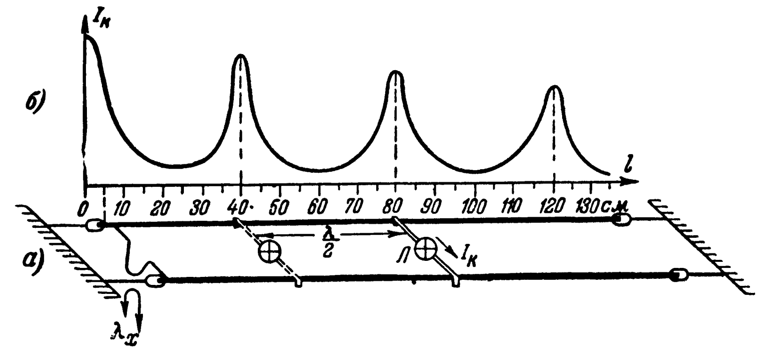


Рис. 18-2. Двухпроводная измерительная линия для резонансных измерений с индикатором—лампочкой накаливания и график изменения тока в конце линии в зависимости от ее длины.

Взаимодействие замкнутой на перемычку и разомкнутой частей линии аналогично взаимодействию связанных контуров. При длине разомкнутой части линии, близкой к резонансной, резонансная характеристика ее замкнутой части сильно притупляется или даже становится двугорбой, т. е. максимальные показания индикатора могут иметь место при двух положениях перемычки по обе стороны от положения, соответствующего настройке в резонанс (такое же явление может наблюдаться и при сильной связи линии с источником исследуемых колебаний). Для уменьшения сопротивления перемычки увеличивают мощность индикаторной лампочки или шунтируют термоэлектрический индикатор, уменьшая тем самым его чувствительность. Это приводит к тому, что для нормальной реакции индикатора на настройку в резонанс источник исследуемых колебаний должен обладать относительно большой мощностью, по крайней мере порядка нескольких ватт.

Предотвратить двугорбость резонансной характеристики можно поместив на неиспользуемой разомкнутой части линии вторую перемычку на расстоянии порядка $0,25\lambda_x$ от основной перемычки.

18-3. Конструктивные особенности двухпроводных измерительных линий

Двухпроводная измерительная линия изготовляется из голого медного, бронзового или биметаллического провода диаметром 0,5 — 3 *мм* или из тонкостенных металлических трубок. Чтобы избежать заметного излучения электромагнитных волн в пространство, расстояние между проводами линии не должно превышать 5% от длины волны. Провода линий метрового диапазона располагают на удалении 3 — 8 *см* друг от друга; на дециметровых волнах это расстояние уменьшают до 1—3 *см*.

Линии большой длины натягивают между противолежащими стенами помещения, на расстоянии не менее 1 — 2 *м* от параллельных им стен, пола, потолка. Малые линии длиной до 2 — 3 *м* можно выполнить в виде переносных устройств, используя в качестве опор стойки из изоляционного материала, установленные на деревянном основании.

Провода линии крепят к опорам через изоляторы и туго натягивают; для последней цели можно использовать пружины. Параллельно проводам иногда располагают наклеенную на специально установленную планку шкалу, проградуированную в единицах длины. Виток связи, подключенный к одному из концов линии, выполняют для метровых волн в виде петли длиной до 5 *см* из того же материала, что и провода линии, а на дециметровых волнах в виде проводника, соединяющего провода линии в ее начале.

Короткозамыкающая перемычка должна легко перемещаться вдоль линии и в то же время создавать с ее проводами надежный контакт. Перемычка для измерения длины волны резонансным методом обычно состоит из двух металлических пластин, прекрепленных к ползунку из изоляционного материала и своими ребрами соприкасающихся с проводами линии. Индикатор резонанса — лампочка накаливания помещена непосредственно на ползунке, где она соединяется с металлическими пластинами. Если измерение проводится при фиксированном положении перемычки или методом реакции, перемычкой может служить сплошная металлическая пластина или сплошной проводник. Применение перемычки из металлической пластины желательно

потому, что она создает экранирование действующей части линии от ее свободной части.

При резонансной настройке линии в ее начале имеет место пучность тока. Однако ввиду неоднородности начального участка линии, включающего виток связи, отсчет линейного расстояния между началом линии и первым максимумом тока не дает значения $0{,}5\,\lambda_x$. Следовательно, достаточно точный результат можно получить лишь при измерении расстояния между первым и последующими максимумами тока. Поэтому измерительная линия обычно бывает не короче наибольшего возможного значения измеряемой длины волны λ_x.

При условии предварительной градуировки общая длина измерительной линии может быть сокращена в 2 раза, до значения, близкого к $0{,}5\lambda_x$ (этим облегчается выполнение линии метрового диапазона в виде переносного устройства). Для градуировки укороченной переносной линии концы ее проводов соединяют проводниками с началом проводов временной линии, натягиваемой между стенами помещения. Вблизи петли связи укороченной линии помещают УКВ-генератор (передатчик) требуемого диапазона, имеющий мощность в несколько ватт. При какой-либо настройке генератора перемещением перемычки с лампочкой накаливания находят на укороченной линии первый максимум тока, положение которого отмечают на шкале, располагаемой параллельно проводам. Для определения соответствующей данной отметке длины волны ползунок с перемычкой переносят на временную линию и на последней находят два соседних положения соответствующих резонансу и разделенных расстоянием $0{,}5\lambda_x$. Меняя настройку генератора, указанным способом производят градуировку шкалы укороченной линии непосредственно в значениях измеряемых длин волн.

Проградуированная линия отсоединяется от временной линии и УКВ-генератора и используется для самостоятельных измерений.

Необходимую длину линии можно уменьшить примерно в 2 раза и другим способом, а именно, посредством сдвига к началу линии первого максимума тока. Для этого между проводами линии вблизи витка связи включают переменный конденсатор с максимальной емкостью 10 — 50 *пф* (рис. 18-3). Перемычку с индикатором помещают в том месте линии, где желают получить первый максимум тока. Этот максимум получают изменением емкости переменного кон-

денсатора. После этого перемещением перемычки вдоль линии находят второй максимум тока, расположенный на расстоянии $0{,}5\lambda_г$ от первого. Третьим, менее удобным способом

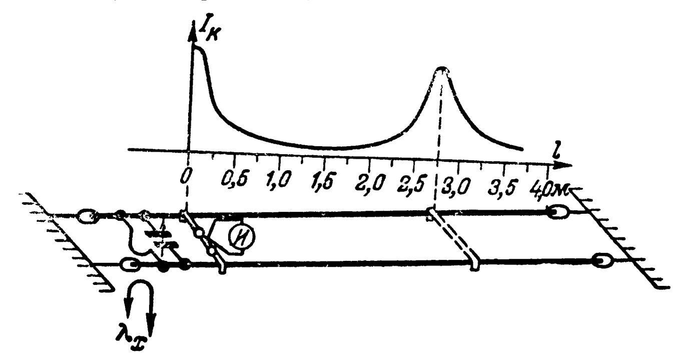


Рис. 18-3. Двухпроводная измерительная линия с укорачивающим конденсатором и термоэлектрическим индикатором и график изменения тока в конце линии.

сокращения длины линии является включение в оба ее провода около витка связи удлинительных катушек, состоящих из одного или нескольких витков.

18-4. Применение двухпроводной измерительной линии для градуировки УКВ-аппаратуры

Двухпроводные измерительные линии широко применяются для градуировки передатчиков, приемников и резонансных волномеров, работающих на метровых и дециметровых волнах.

Градуировка передатчиков производится одним из рассмотренных выше способов. Связь между линией и выходом передатчика устанавливают по возможности слабой На основании данных градуировки строят график зависимости длины волны или частоты передатчика от положения его ручки настройки и выполняют шкалу передатчика.

При градуировке приемников и резонансных волномеров необходим вспомогательный УКВ-генератор или передатчик, с выходом которого индуктивно связывают измерительную линию и, одновременно, градуируемую установку. УКВ-генератор настраивают в резонанс с приемником (волномером) при различных положениях ручки настройки последнего. Соответствующая каждому положению ручки настройки длина волны определяется на основе измерения измерительной линией длины волны генератора.

Колебания вспомогательного генератора должны быть стабильны по частоте и синусоидальны по форме. При наличии значительных гармоник распределение стоячих волн вдоль линии искажается, так как на стоячие волны, создаваемые колебаниями основной частоты, будут накладываться волны, возникающие под действием гармонических составляющих.

При испытании приемников, предназначенных для приема модулированных колебаний, колебания вспомогательного генератора должны быть модулированы. При этом необходимо, чтобы амплитудная модуляция не сопровождалась паразитной частотной модуляцией; в противном случае положения минимумов и максимумов стоячей волны будут колебаться с частотой модуляции, что приведет к их расплывчатости.

Вспомогательный генератор не требуется, если градуируемый приемник работает в режиме генерации или сверхгенерации; в этом случае частоту настройки можно определить методом реакции по срыву генерации приемника при настройке в резонанс измерительной линии, связанной с контуром в цепи детекторной лампы.

18-5. Применение двухпроводной измерительной линии для измерения полных сопротивлений

Измерительная линия позволяет сравнительно просто измерять полное сопротивление высокочастотной электрической цепи, например входное сопротивление антенны, радиоприемника, измерительного прибора и т. п., с точностью порядка 6—10%.

Исследуемый элемент, сопротивление Z которого измеряют, подключают в качестве нагрузки к измерительной линии (рис. 18-4), вход которой связывают с генератором, обеспечивающим колебания требуемой длины волны λ.

Из теории длинных линий известно, что распределение напряжения и тока вдоль линии зависит от соотношения между сопротивлением нагрузки Z и волновым сопротивлением линии ρ. Вдоль линии, нагруженной на сопротивление, равное волновому, распространяется бегущая волна, полностью поглощаемая нагрузкой. Если же сопротивление нагрузки отличается от волнового, то часть падающей волны будет отражаться от конца линии и в линии наряду с бегущей волной устанавливается стоячая волна. Соотношение между бегущей и стоячей волнами принято характеризовать коэффициентом бегущей волны (к. б. в.):

$$K_б = \frac{U_н}{U_м}, \qquad (18\text{-}2)$$

где $U_н$ и $U_м$ — соответственно минимальное и максимальное действующие напряжения вдоль измерительной линии, значения которых

можно определить из графика распределения напряжения подобно приведенному на рис. 18-4. Если в линии распространяется лишь бегущая волна, то $U_н = U_м$ и $K_б = 1$. В короткозамкнутой или разомкнутой на конце линии существует только стоячая волна, при которой $U_н = 0$ и $K_б = 0$. Следовательно, возможные значения к. б. в. лежат в пределах от 0 до 1.

Иногда для характеристики распределения волн в линии пользуются коэффициентом стоячей волны (к. с. в.):

$$K_{ст} = \frac{U_м}{U_н}, \tag{18-3}$$

обратным по величине коэффициенту $K_б$; очевидно, что возможные значения к. с. в. лежат в пределах от 1 до ∞.

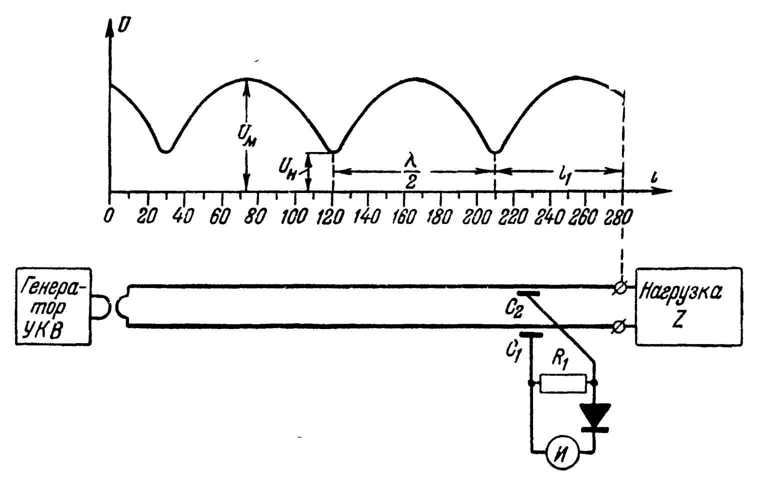


Рис. 18-4. Схема измерения полного сопротивления при помощи измерительной линии и график распределения напряжения вдоль линии.

Измеряемое сопротивление можно представить в виде последовательно соединенных активного сопротивления R и реактивного сопротивления X; при этом численное значение его полного сопротивления

$$z = \sqrt{R^2 + X^2}. \tag{18-4}$$

При активном характере нагрузки ($X = 0$) на конце линии имеют место узел напряжения и пучность тока, если $R < \rho$, и, наоборот, узел тока и пучность напряжения, если $R > \rho$. Если же нагрузка является комплексной, то узел напряжения и пучность тока смещаются относительно конца линии на некоторое расстояние l_1 (рис. 18-4).

Расчет активной и реактивной составляющих полного сопротивления Z производится по формулам:

$$R = \rho \frac{K_б}{K_б^2 \sin^2 \varphi + \cos^2 \varphi}; \tag{18-5}$$

$$X = -\rho \frac{0,5(1 - K_б^2)\sin 2\varphi}{K_б^2 \sin^2 \varphi + \cos^2 \varphi}, \tag{18-6}$$

где

$$\varphi = \frac{360}{\lambda} l_1 \tag{18-7}$$

есть фазовый угол, характеризующий сдвиг узла напряжения относительно конца линии.

Волновое сопротивление ρ зависит от сечения и взаимного расположения проводов линии, а также от свойств диэлектрика, разделяющего провода. Для двухпроводных воздушных линий волновое сопротивление обычно лежит в пределах 400 — 600 *ом*; его величину можно подсчитать по формуле

$$\rho = 276 \lg \frac{2a}{d}, \tag{18-8}$$

где a — расстояние между центрами обоих проводов, а d — диаметр проводов линии. Например, при $a = 3$ *см* и $d = 0,2$ *см* $\rho \approx 406$ *ом*.

Для определения остальных неизвестных величин, необходимых для расчета сопротивлений R и X, вдоль линии перемещают стрелочный индикатор напряжения. Связь индикатора с линией необходимо поддерживать постоянной; это лучше всего обеспечивается при слабой емкостной связи, осуществляемой через конденсаторы малой емкости C_1 и C_2, одной из обкладок которых служат провода линии (рис. 18-4).

18-6. Применение измерительной линии для измерения волновых сопротивлений

Фидерные линии, применяемые на УКВ для передачи энергии высокой частоты от одного элемента к другому, например с выхода передатчика к антенне или от антенны на вход приемника, должны иметь определенное волновое сопротивление, согласованное по величине с сопротивлениями нагрузки и источника, питающего линию. Расчет волнового сопротивления такой линии, например коаксиального кабеля, встречает затруднения, особенно, если линия содержит диэлектрические материалы.

Приближенное измерение волнового сопротивления коаксиального кабеля можно осуществить с помощью измерительной линии с известным волновым сопротивлением ρ. Для этого берут отрезок исследуемого кабеля длиной порядка четверти волны. Один конец кабеля закорачивают, а второй конец присоединяют к концу разомкнутой измерительной линии, питаемой от УКВ-генератора. Изменением настройки генератора добиваются появления в точках присоединения кабеля пучности напряжения или узла тока, регистрируемого индикатором измерительной линии. Затем короткозамкнутый

конец кабеля размыкают и подключают к нему чисто активное сопротивление R порядка 10—50 *ом*; перемещением индикатора вдоль линии находят к. б. в. $K_б$. Приближенное значение волнового сопротивления кабеля подсчитывают по формуле

$$\rho_x = \sqrt{\frac{\rho R}{K_б}}. \tag{18-9}$$

Например, если $\rho = 400$ *ом*, $R = 15$ *ом*, $K_б = 0{,}85$, то

$$\rho_x = \sqrt{\frac{400 \cdot 15}{0{,}85}} = 85 \text{ ом}.$$

18-7. Коаксиальные измерительные линии

Потери на излучение в двухпроводной измерительной линии ухудшают добротность линии и увеличивают погрешность измерения. Этого недостатка не имеют коаксиальные измерительные линии, применяемые на сантиметровых и частично на дециметровых волнах и добротность которых достигает нескольких тысяч.

Схематическое изображение простейшей коаксиальной линии, пригодной для измерения длины волны, дано на рис. 18-5. Линия

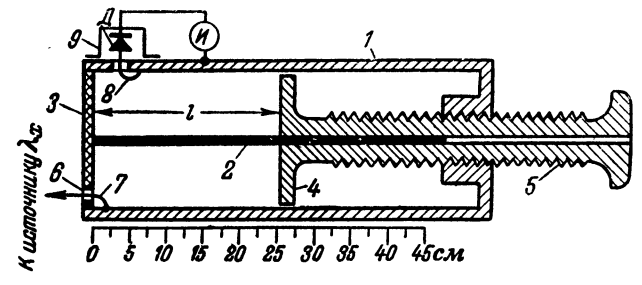


Рис. 18-5. Коаксиальная измерительная линия для измерения длины волны.

состоит из металлического цилиндра *1*, внутри которого точно по оси расположен проводник *2*. Проводник *2* и цилиндр *1* на одном конце замкнуты между собой накоротко круговым металлическим диском *3*. На другом конце они также соединяются накоротко при помощи передвижного поршня *4*, перемещаемого микрометрическим винтом *5*. Длина линии l, определяемая положением поршня *4*, фиксируется по специальной шкале микрометрического винта.

Связь линии с источником исследуемых колебаний осуществляется через отверстие *6* при помощи петли связи *7*. В качестве индикатора используется измеритель магнитоэлектрической системы *И*, соединенный последовательно с полупроводниковым диодом *Д*. Индикатор жестко связан с линией петлей связи *8*. Диод *Д* помещен в экран *9*, который препятствует непосредственному воздействию поля исследуемого источника на цепи индикатора.

Измеряемая длина волны определяется как удвоенное расстояние между двумя соседними положениями поршня, которым соответствуют максимальные показания индикатора. Иногда шкала прибора градуируется непосредственно в значениях измеряемых длин волн и отсчет по ней производится в положении первого от начала линии резонанса.

Коаксиальная измерительная линия, предназначенная для измерения полных сопротивлений, имеет более сложную конструкцию, схематически показанную на рис. 18-6. Один из концов коаксиальной линии *1* подключен к вспомогательному УКВ-генератору, выходное сопротивление которого делается равным волновому сопротивлению линии ρ; второй конец нагружается на элемент, полное сопротивление которого Z измеряется.

Внешний цилиндрический проводник измерительной линии имеет узкую продольную щель *2*, вдоль которой может перемещаться де-

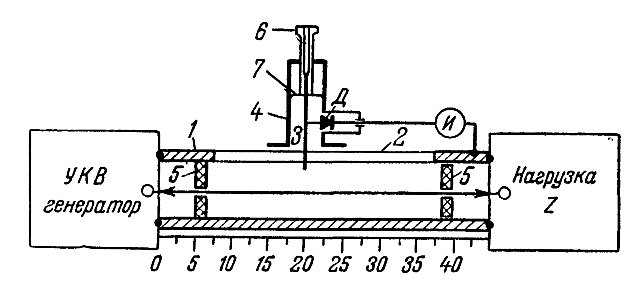


Рис. 18-6. Коаксиальная измерительная линия для измерения полных сопротивлений.

текторная головка; последняя содержит погруженный внутрь линии зонд *3* и детектор *Д*, которые защищены от внешних полей экраном *4*. Детектор соединяется непосредственно или через усилитель с измерителем *И*. Наводимая в зонде э. д. с. пропорциональна величине напряженности электрического поля внутри линии в месте погружения зонда. Это позволяет, перемещая детекторную головку, определять по показаниям измерителя *И* расположение вдоль линии максимумов и минимумов напряженности поля и их относительную величину. Следовательно, измерение длины волны λ, расстояния l_1 между концом линии и ближайшим к нему минимумом напряжения и к. б. в. $K_б$ может быть произведено теми же способами, что и для двухпроводной линии рис. 18-4.

Для расчета составных элементов полного сопротивления нагрузки Z, помимо указанных выше данных, необходимо знать волновое сопротивление коаксиальной линии ρ; для линии, заполненной воздушным диэлектриком, оно может быть подсчитано по формуле

$$\rho = 138 \lg \frac{D}{d}, \qquad (18\text{-}10)$$

где d — диаметр внутреннего проводника;

D — внутренний диаметр внешнего проводника.

Например, при $d = 3$ *мм* и $D = 15$ *мм*

$$\rho = 138 \lg \frac{15}{3} = 138 \cdot 0{,}7 = 96{,}6 \text{ ом}.$$

Для большинства коаксиальных линий $\rho = 50 - 100$ *ом*.

Наличие в коаксиальной линии щели *2* и изолирующих шайб *5*, крепящих внутренний проводник, а также возможная несимметричность расположения внутреннего проводника приводят к трудно учитываемой погрешности расчета волнового сопротивления; измерение ρ методом, рассмотренным в § 18-6, может дать более точные результаты.

Для того чтобы зонд связи *3* не вызывал заметного искажения поля внутри измерительной линии, глубину его погружения по возможности уменьшают так, чтобы только получить достаточное отклонение стрелки измерителя. Щель во внешнем проводнике делают весьма узкой. Детекторную головку выполняют в виде короткозамкнутого настраиваемого отрезка коаксиальной линии, в котором зонд *3* используется в качестве внутреннего проводника, а экран *4* служит внешним проводником. Перемещая с помощью ручки *6* короткозамыкающую перемычку *7*, действующую длину детекторной головки устанавливают порядка $\frac{\lambda}{4}$, что обеспечивает большое входное сопротивление и высокую чувствительность индикаторной цепи.

При перемещении детекторной головки вдоль линии глубина погружения зонда связи должна оставаться постоянной.

ГЛАВА ДЕВЯТНАДЦАТАЯ

ЭЛЕКТРОННЫЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

19-1. Общие сведения

Электронным или катодным осциллографом называют измерительный прибор, предназначенный для визуального наблюдения быстротекущих электрических процессов на экране электронно-лучевой трубки или их фотографирования с этого экрана. Электронные осциллографы позволяют визуально наблюдать форму кривых напряжений и токов в различных цепях радиоаппаратуры.

Являясь универсальными приборами, они применяются для измерения самых различных электрических величин: напряжений, токов, мощности, полных сопротивлений, фазовых сдвигов, частоты, глубины модуляции и т. д. Малая инерционность электронного осциллографа позволяет исследовать переменные величины в широком диапазоне частот: от единиц или десятков герц до сотен и тысяч килогерц.

При помощи специальных вспомогательных устройств на экране осциллографа можно воспроизвести характеристики радиоламп, резонансные характеристики контуров усилителей и радиоприемников, кривые непериодических, редко повторяющихся или неустановившихся напряжений и токов, как, например, одиночных импульсов или электрических разрядов. Применение осциллографа облегчает проверку, регулировку и отыскание неисправностей в радиоаппаратуре, позволяет обнаружить появление амплитудных, частотных или фазовых искажений при прохождении сигнала через электрические цепи.

В настоящее время осциллографические методы исследования широко распространены не только в радиотехнике, но и во многих других областях науки и техники: физике, химии, биологии, медицине, металлургии и т. д. Электронные осциллографы применяют также для исследования и измерения разнообразных неэлектрических явлений и величин путем преобразования последних в электрические Измерения, выполненные при помощи осциллографа, отличаются наглядностью и позволяют производить как количественную, так и качественную оценку исследуемого явления

Современный электронный осциллограф, снабженный рядом вспомогательных устройств, представляет собой довольно сложный и дорогой прибор, для изготовления и налаживания которого необходимы высокая квалификация и наличие специального оборудования. В то же время многие измерения и исследования, необходимые в радиотехнической практике, можно проводить при помощи простого по схеме и конструкции осциллографа, вполне доступного для самостоятельного изготовления.

19-2. Устройство электронно-лучевой трубки с электростатическим управлением

Для применения в осциллографах наиболее пригодны низковольтные электронно-лучевые трубки с электростатической фокусировкой и электростатическим управлением, устройство которых показано схематически на рис. 19-1.

Электронно-лучевая трубка представляет собой своеобразную электронную лампу с длинным стеклянным баллоном цилиндрической формы, имеющим на одном из концов конусообразное расширение. Внутри баллона, где создан высокий вакуум, расположены электроды. Одни из них об-

разуют *электронную пушку,* предназначенную для создания электронного луча, т. е. узкого пучка электронов, летящих с огромной скоростью вдоль оси трубки. Другие электроды — *отклоняющие пластины* — служат для управления электронным лучом при его движении к *экрану,* нанесенному на внутренней поверхности основании конуса и обладающему способностью светиться под воздействием электронной бомбардировки.

Электронная пушка (или электронный прожектор) состоит из катода *К*, управляющего электрода *УЭ* и двух анодов A_1 и A_2. Катод, как правило, подогревный, выполняет-

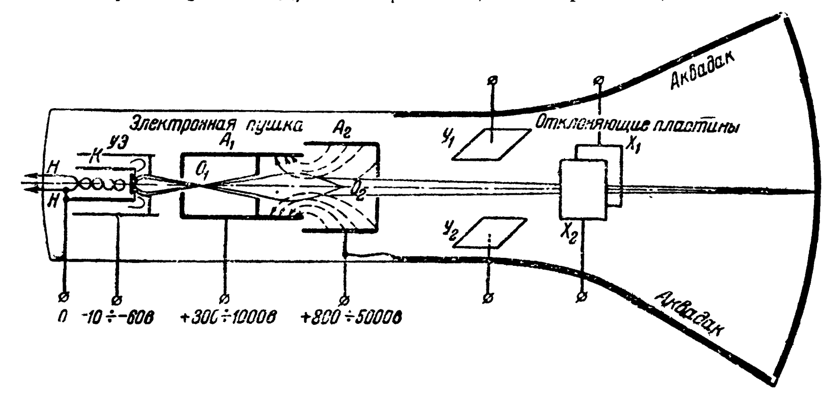


Рис. 19-1. Устройство электронно-лучевой трубки с электростатической фокусировкой и электростатическим управлением.

ся в виде никелевого цилиндра, в центральной части основания которого нанесен оксидный слой. Катод часто соединяют с одним из концов вольфрамовой нити накала *НН*, проходящей внутри никелевого цилиндра и изолированной от него керамикой или алундом.

Предварительная концентрация электронов осуществляется при помощи *управляющего электрода УЭ,* который представляет собой металлический цилиндр, окружающий катод и имеющий в центре основания круглое отверстие. На управляющий электрод подается отрицательное по отношению к катоду напряжение порядка нескольких десятков вольт. Поэтому он отталкивает вылетевшие из катода электроны, и они сосредоточиваются вблизи оси трубки. Здесь электроны попадают в ускоряющее поле притяжения анода A_1, под действием которого многие из них, преодолевая отталкивающее действие управляющего электрода, проска-

кивают в центральное отверстие и устремляются по направлению к аноду. Чем больше отрицательное напряжение на управляющем электроде, тем меньшее количество электронов пролетает через это отверстие, тем слабее электронный луч и вызываемое им свечение экрана. В осциллографах напряжение к управляющему электроду подводят через потенциометр, с помощью которого осуществляют плавную регулировку *яркости* наблюдаемого на экране изображения. На схемах управляющие электроды трубок обозначают так же, как сетки электронных ламп (рис. 19-4).

Расположенные вдоль оси трубки аноды A_1 и A_2 служат для ускорения движения электронов и их фокусировки. Первый анод A_1 представляет собой длинный цилиндр, имеющий одну или несколько диафрагм (перегородок с отверстиями в центре), ограничивающих электронный луч; на него подается положительное относительно катода напряжение порядка 300 — 1 000 *в*. Второй анод A_2 имеет форму широкого короткого цилиндра, закрытого со стороны экрана диафрагмой с маленьким отверстием в центре; положительное напряжение на нем в несколько раз превышает напряжение на аноде A_1 и достигает 800 — 5 000 *в*.

В электростатическом поле, между первым и вторым анодами происходит окончательное оформление потока электронов в электронный луч. На рис. 19-1 показаны пунктиром несколько силовых линий этого поля. В начальной части поля силовые линии идут под большим углом к оси трубки и на электроны действуют значительные силы, увлекающие их вперед по направлению к точке O_2, на оси трубки. Однако внутри второго анода направление силовых линий изменяется так, что электроны, продолжая двигаться ускоренно, в то же время снова несколько изменяют направление движения и при выходе за пределы второго анода движутся под малым углом к оси трубки. Дальше они летят с постоянной скоростью по прямолинейным траекториям, которые пересекаются в точке O на оси трубки. Напряжение, подводимое к первому аноду, можно регулировать при помощи потенциометра. Изменяя это напряжение, подбирают такую форму поля между анодами, при которой электронный луч *фокусируется* в точке O, лежащей на поверхности экрана, при этом на экране наблюдается небольшое светящееся пятно, диаметром порядка десятых долей миллиметра.

Экран электронно-лучевой трубки представляет собой нанесенный на поверхность стекла тончайший слой специального вещества — люминофора, обладающего свойством

светиться под действием падающих на него электронов. При применении в качестве люминофора виллемита и сернистого цинка получается зеленое свечение, хорошо воспринимаемое глазом. Более слабое синее свечение дают вольфрамовые соли.

Все люминофоры в большей или меньшей степени обладают свойством *послесвечения,* которое заключается в том, что свечение, возникшее в данной точке экрана, наблюдается некоторое время и после прекращения воздействия на экран электронного луча. В большинстве осциллографов применяются трубки с экранами, имеющими время послесвечения порядка десятых долей секунды. В специальных осциллографах, предназначенных для исследования однократных или редко повторяющихся процессов, применяются трубки с длительным послесвечением экрана.

Длительное воздействие резко сфокусированного электронного луча на одну и ту же точку экрана при большой яркости свечения может вызвать прогорание люминофора. Поэтому для увеличения срока службы трубки рекомендуется работать при возможно меньших яркостях, избегая получения на экране неподвижной светящейся точки.

Электроны луча, бомбардируя экран, выбивают из него вторичные электроны. Благодаря этому устраняется опасность накопления на экране отрицательных зарядов и устанавливается электрическое равновесие, при котором потенциал экрана остается неизменным. Для отвода вторичных электронов на внутреннюю поверхность баллона трубки, начиная от второго анода и почти до экрана, часто наносят проводящий слой графита, так называемый *аквадак,* который присоединяют ко второму аноду.

Графитовое покрытие полезно и тем, что оно экранирует электронный луч от электрических и магнитных полей, существующих вне трубки. Однако эта экранировка не всегда оказывается достаточной и для ее усиления трубку помещают в стальной цилиндр, ослабляющий влияние магнитных полей, создаваемых трансформаторами и дросселями, которые желательно помещать возможно дальше от трубки. Дополнительную экранировку от внешних полей создает металлический кожух осциллографа.

19-3. Управление электронным лучом и чувствительность электронно-лучевой трубки

В трубках с электростатическим управлением на пути движения электронного луча к экрану вдоль оси трубки на-

ходятся две пары взаимно-перпендикулярных *отклоняющих* пластин Y_1Y_2 и X_1X_2. При отсутствии на этих пластинах напряжений электронный луч, двигаясь прямолинейно, создает светящееся пятно в центре экрана O.

Если к первой паре пластин Y_1Y_2 подведено постоянное напряжение U_y с полярностью, обозначенной на рис. 19-2,

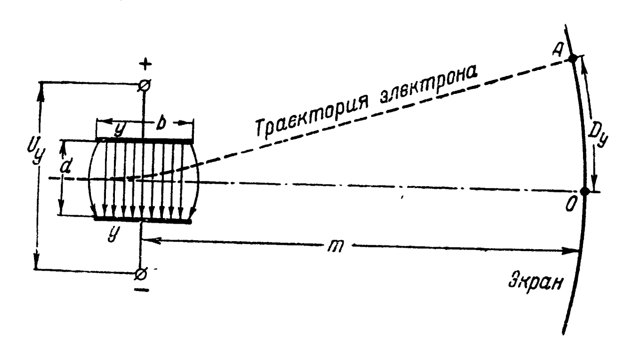


Рис. 19-2. Отклонение электрона электростатическим полем.

то между пластинами возникает электрическое поле, попадая в которое электроны начинают двигаться по параболе, отклоняясь в сторону положительно заряженной пластины, Выйдя за пределы этого поля, электроны, сохраняя полученное направление, летят прямолинейно и попадают на экран в некоторой точке A, расположенной выше центра O на расстоянии

$$D_y = S_y \cdot U_y. \tag{19-1}$$

Коэффициент пропорциональности S_y называется *чувствительностью трубки по вертикальному отклонению.* Чувствительность измеряется в миллиметрах на вольт; численно она показывает, на сколько миллиметров отклонится светящееся пятно по вертикали при подведении к вертикально отклоняющим пластинам Y_1Y_2 напряжения 1 *в*.

При подаче постоянного напряжения U_x на вторую пару пластин X_1X_2 светящееся пятно на экране смещается по горизонтали от центра O на расстояние

$$D_x = S_x U_x, \tag{19-2}$$

где S_x — *чувствительность трубки по горизонтальному отклонению.*

Чувствительность является одним из важнейших параметров электронно-лучевой трубки. Она зависит от конструкции трубки и режима ее работы и в общем случае при параллельном расположении пары отклоняющих пластин приближенно определяется формулой

$$S \approx \frac{bm}{2dU_{a2}}, \qquad (19\text{-}3)$$

где b — длина отклоняющих пластин;

m — расстояние от середины пластин до экрана;

d — расстояние между пластинами;

U_{a2} — напряжение на втором аноде.

Чувствительность трубки возрастает при увеличении длины трубки и отклоняющих пластин, а также при уменьшении расстояния между пластинами, приводящего к возрастанию напряженности электрического поля. Однако при увеличении длины трубки ухудшается фокусировка луча, а чрезмерное уменьшение расстояния между пластинами создает опасность падения электронов на положительно заряженные пластины. Чтобы уменьшить эту опасность, в большинстве трубок отклоняющие пластины располагают не параллельно, а под углом друг к другу (рис. 19-3,*а*); иногда концы этих пластин, ближайшие к экрану, отгибают наружу (рис. 19-3,*б*). При работе на очень высоких частотах емкость между близко расположенными пластинами может оказывать вредное влияние на цепь, к которой подключается осциллограф.

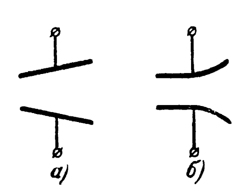


Рис. 19-3. Форма и взаимное расположение отклоняющих пластин.

Повышение чувствительности может быть получено путем понижения напряжения на втором аноде и, следовательно, уменьшения скорости электронов. Однако это не всегда допустимо из-за ослабления яркости пятна на экране и ухудшения фокусировки.

Чувствительность трубок, применяемых в осциллографах, лежит в пределах от 0,1 до 0,5 *мм/в*. При этом чувствительности трубки по вертикали и по горизонтали обычно различны.

Величину чувствительности трубки можно определить, подведя к отклоняющим пластинам известное постоянное

напряжение U и измерив вызванное им отклонение пятна D:

$$S = \frac{D}{U}. \qquad (19\text{-}4)$$

Зная чувствительность S по величине отклонения пятна D, можно определить приложенное к отклоняющим пластинам постоянное напряжение

$$U = \frac{D}{S}. \qquad (19\text{-}5)$$

Электроны имеют ничтожную массу, поэтому при изменении напряжения на отклоняющих пластинах электронный луч практически мгновенно меняет свое направление в соответствии с новым значением напряжения; одновременно перемещается и светящееся пятно на экране. Это свойство электронного луча позволяет использовать электронно-лучевую трубку для исследования как медленных, так и быстротекущих процессов с частотой, достигающей десятков и сотен мегагерц.

При подведении к паре отклоняющих пластин, например Y_1Y_2, переменного синусоидального напряжения светящееся пятно на экране будет непрерывно перемещаться по вертикали. Если частота напряжения превышает 15 — 20 *гц*, то вследствие инерционности нашего зрения и некоторого послесвечения экрана отдельные положения светящегося пятна сольются вместе и на экране будет наблюдаться вертикальная светящаяся линия. Длина линии l определяется двойной амплитудой переменного напряжения $U_м$, поэтому последнюю можно определить по формуле

$$U_м = \frac{l}{2S}. \qquad (19\text{-}6)$$

Таким образом, электронно-лучевую трубку можно использовать в качестве вольтметра в весьма широком диапазоне частот: от нуля до десятков и сотен мегагерц. Ее главным достоинством как измерительного прибора является весьма высокое входное сопротивление, определяемое, в основном, небольшой входной емкостью отклоняющих пластин. Однако малая чувствительность трубки ограничивает измерение напряжений лишь областью сравнительно больших напряжений.

При одновременной подаче напряжений на пластины Y_1Y_2 и X_1X_2 пятно на экране смещается как по вертикали

так и по горизонтали; положение его в каждый момент времени определяется величинами и знаками мгновенных значений отклоняющих напряжений. Если эти напряжения каким-либо образом зависят друг от друга, то связь между ними будет графически изображаться кривой, вычерчиваемой на экране электронным лучом в прямоугольной системе координат.

На сверхвысоких частотах основным фактором, ограничивающим применение электронно-лучевых трубок, является время пролета электронов между отклоняющими пластинами. Если это время будет того же порядка, что и период приложенного к пластинам напряжения, то силы, действующие на электронный луч на различных участках пути между пластинами, будут заметно различаться по величине, а возможно и по направлению. В результате с повышением частоты чувствительность трубки падает, а форма наблюдаемых на экране колебаний искажается. При обычных трубках это становится заметным на частотах выше 100 *Мгц*. В специальных трубках расширение верхней границы частотного диапазона достигается применением коротких пластин и увеличением скорости электронов путем повышения напряжения на втором аноде.

19-4. Блок-схема электронного осциллографа

Для расширения возможностей использования осциллографа в него включают ряд вспомогательных устройств (усилитель отклоняющих напряжений, генератор развертки и др.), взаимосвязь которых между собой и с электронно-лучевой трубкой показана на блок-схеме рис. 19-4.

Для получения заметного отклонения светящегося пятна на экране к отклоняющим пластинам необходимо подводить напряжения порядка десятков и сотен вольт. *Усилители вертикального* («Y») и *горизонтального* («X») *отклоняющих напряжений* дают возможность получить значительное отклонение светящегося пятна при подаче на вход осциллографа малых напряжений. Если же величина напряжений, подводимых к входным зажимам «Y» и «X», слишком велика, то для их уменьшения используются плавные делители напряжения — потенциометры R_1 и R_2, которые иногда дополняются ступенчатыми делителями.

Если частота напряжения, подаваемого на вход осциллографа, выходит за пределы полосы пропускания усилителя, то при достаточной величине этого напряжения его следует подавать непосредственно на зажимы отклоняющих пластин Y_1Y_2 или X_1X_2, вынимая одновременно перемычки

1-2 или *3-4*, связывающие выбранные зажимы с выходом усилителя.

Генератор развертки является устройством, необходимым для получения на экране кривой, характеризующей форму напряжения поданного на вход осциллографа. При установке переключателя Π_1 в положение *Развертка* пилообразное напряжение, вырабатываемое генератором развертки, после предварительного усиления (а в некоторых осцилло-

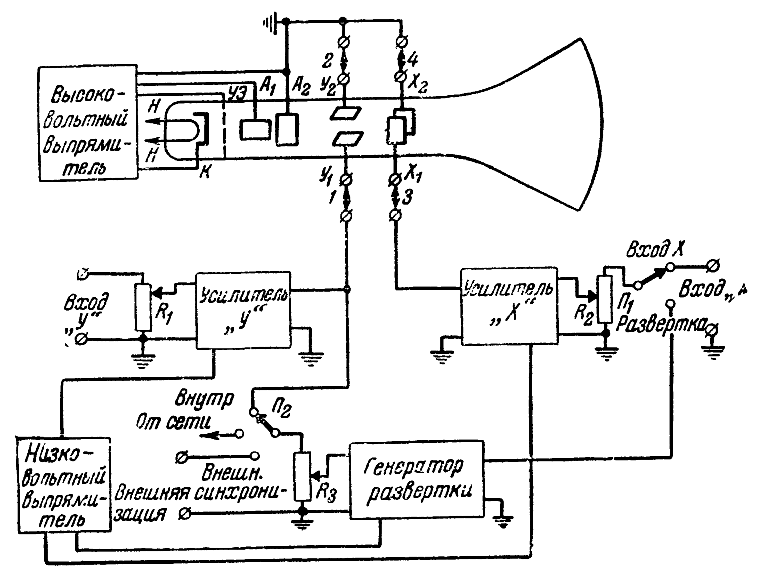


Рис. 19-4. Блок-схема электронного осциллографа.

графах — и непосредственно) воздействует на пластины X_1X_2 и заставляет электронный луч перемещаться с постоянной скоростью в горизонтальном направлении, развертывая на экране во времени кривую напряжения, подаваемого на пластины Y_1Y_2. Стабилизация частоты генератора развертки достигается воздействием на него синхронизирующего напряжения, источник которого подключается к генератору при помощи переключателя Π_2, а величина регулируется потенциометром R_3.

Сложные осциллографы специального назначения содержат помимо рассмотренных элементов ряд дополнительных, как, например, усилители постоянного тока, блоки ждущей развертки, электронные коммутаторы, генераторы качающейся частоты и т. д.

19-5. Усилители отклоняющих напряжений

Усилители отклоняющих напряжений дают возможность исследовать осциллографом малые переменные напряжения. Усилители должны иметь широкую полосу пропускания и прямолинейную амплитудную характеристику, так как лишь при одинаковом усилении всех составляющих с различными частотами, образующих в совокупности сложное колебание, форма последнего будет воспроизводиться на экране без искажений.

Обычно осциллограф содержит как усилитель вертикального отклонения, так и усилитель горизонтального отклонения, причем первый часто имеет больший коэффициент усиления, чем второй. Исследуемые напряжения, как правило, подаются на вертикально отклоняющие пластины трубки; поэтому иногда в простых осциллографах не делают усилителя горизонтального отклонения.

Широкую полосу пропускания могут обеспечить усилители на сопротивлениях. Усилители подобного типа, применяемые обычно в каскадах предварительного усиления низкой частоты радиоустройств, более или менее равномерно усиливают напряжения в диапазоне частот от 30 — 50 *гц* до 10 — 30 *кгц* при коэффициенте усиления порядка 100. При надлежащем выборе элементов схемы усилителя и введении в его схему частотной коррекции можно получить полосу пропускания от нескольких герц до 100 — 200 *кгц*; однако это неизбежно связано с уменьшением коэффициента усиления в 3 — 5 раз.

Схема широкополосного усилителя, применяемого во многих осциллографах, приведена на рис. 19-5. Величина исследуемого напряжения, подводимого к усилителю, может плавно регулироваться входным потенциометром R_1, что позволяет устанавливать удобные для наблюдения размеры изображения на экране как при малых, так и при больших входных напряжениях. Входное сопротивление осциллографа определяется в основном входным сопротивлением потенциометра, поэтому его величину выбирают не менее 0,5 *Мом*.

Расширению полосы пропускания усилителя в сторону высших частот способствуют выбор сравнительно малого сопротивления анодной нагрузки R_4 и включение последовательно с ним дросселя высокой частоты L. При повышении частоты входного сигнала, с одной стороны, усиливается шунтирующее влияние паразитных емкостей монтажа и лампы, с другой стороны, увеличивается реактивное сопро-

тивление дросселя L. При правильном выборе индуктивности L и сопротивления R_4 оба указанных фактора взаимно компенсируются, полное сопротивление анодной нагрузки остается почти постоянным и коэффициент усиления на всех частотах до нескольких сот килогерц практически один и тот же.

При понижении частоты входного сигнала сопротивление разделительных конденсаторов C_1 и C_4 увеличивается; при частотах ниже 20—50 *гц* оно становится настолько большим, что вызывает завал частотной характеристики. Для компенсации этого завала и расширения нижней части

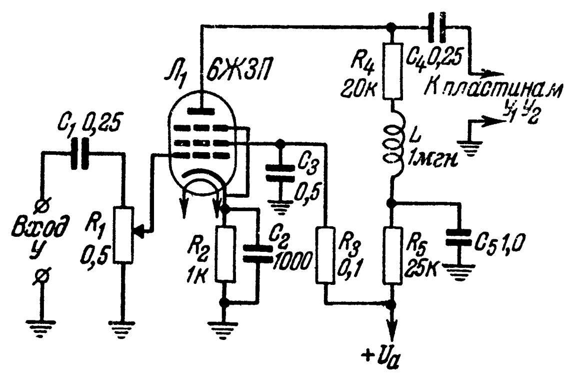


Рис. 19-5. Схема широкополосного усилителя.

полосы пропускания усилителя до нескольких герц в анодную цепь включают цепочку R_5C_5. При этом на очень низких частотах действующее сопротивление анодной нагрузки заметно возрастает, так как реактивное сопротивление конденсатора C_5 в меньшей степени шунтирует сопротивление R_5.

В некоторых осциллографах специального назначения, предназначенных для исследования весьма медленных процессов (например, биотоков или термотоков), вообще отказываются от применения разделительных конденсаторов, т. е. работают с *усилителями постоянного тока.* Таким осциллографам свойственно явление *дрейфа*, которое проявляется в виде медленного перемещения светящегося пятна на экране под влиянием колебаний питающего напряжения, температуры и т. д.

Для сохранения высокого входного сопротивления усилитель должен работать без сеточных токов. В схеме рис. 19-5 это достигается включением в цепь катода ячейки

автоматического смещения R_2C_2. Емкость конденсатора C_2 берется настолько малой, что в области низких частот создается заметная отрицательная обратная связь, снижающая усиление. Правильный выбор емкости C_2 позволяет получить дополнительную коррекцию частотной характеристики. С целью повышения общего коэффициента усиления однокаскадные усилители обычно работают на высокочастотных пентодах с большой крутизной характеристики, например, типа 6Ж4, 6Ж3П.

В высококачественных осциллографах применяют многокаскадные усилители с частотной коррекцией, обеспечивающей полосу пропускания от нескольких герц до одного или нескольких мегагерц при коэффициенте усиления порядка сотен или тысяч. Выходной каскад таких усилителей выполняется по двухтактной схеме с симметричным выходом, обеспечивающим подачу на отклоняющие пластины напряжений, симметричных относительно земли. Этому каскаду предшествуют один или несколько каскадов предварительного усиления. Первый каскад выполняется по схеме катодного повторителя, что способствует уменьшению входной емкости и повышению входного сопротивления усилителя. Входной потенциометр обычно является частью катодной нагрузки первого каскада и практически не влияет на характеристики усилителя. На входе усилителя включают ступенчатый делитель напряжения, позволяющий уменьшать входное напряжение в 10, 100 раз и т. д. и тем самым обеспечивающий исследование весьма больших напряжений Делитель составляется из высокоомных сопротивлений. шунтированных корректирующими емкостями, благодаря наличию которых коэффициент деления остается почти постоянным в широком частотном диапазоне.

19-6. Питание электронных осциллографов

Электронные осциллографы питаются, как правило, от сети переменного тока. Одна из возможных схем блока питания приведена на рис. 19-6. В блок питания входят два выпрямителя, работающие от общего силового трансформатора *Тр*. Один выпрямитель на лампе $Л_1$ является высоковольтным и используется для питания электродов электронно-лучевой трубки; второй выпрямитель на лампе $Л_2$, низковольтный, обеспечивает работу других элементов схемы: усилителей, генератора развертки и т. д.

Высоковольтный выпрямитель дает постоянное высокое напряжение, несколько превосходящее рабочее напряжение

второго анода. Так как ток нагрузки выпрямителя очень мал и обычно не превышает 1—2 *ма*, то необходимая степень сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения при использовании однополупериодной схемы выпрямления достигается простейшим фильтром. Малый ток нагрузки позволяет также делать высоковольтный выпрямитель по схе-

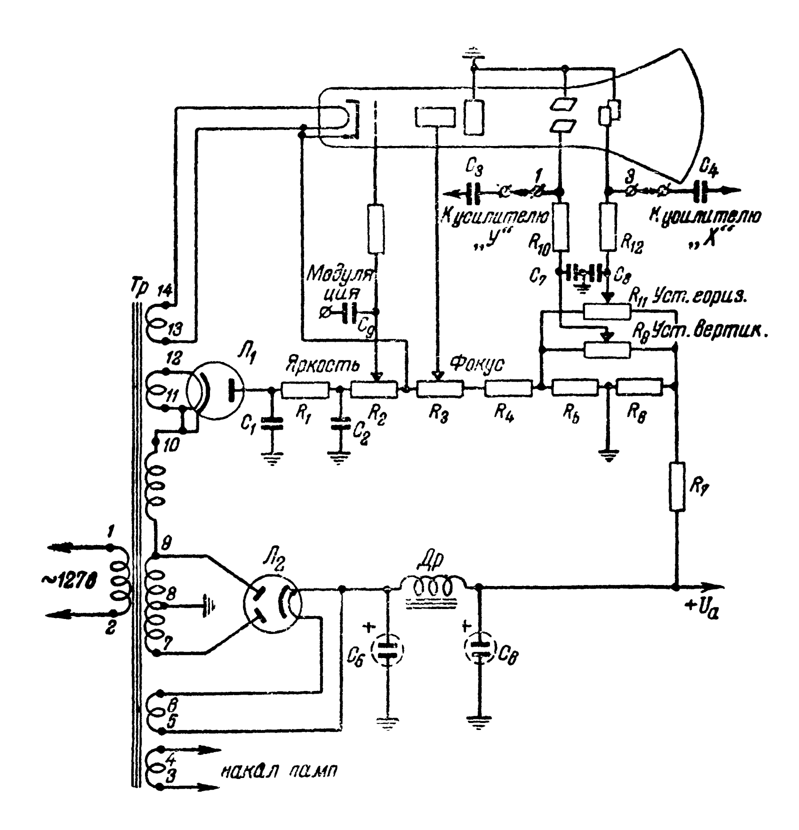


Рис. 19-6. Схема питания электронного осциллографа.

ме удвоения или утроения напряжения с применением обычных силовых трансформаторов. В настоящее время наблюдается тенденция к замене кенотрона выпрямителя высоковольтными селеновыми столбиками.

В схеме рис. 19-6 высоковольтный выпрямитель, подключенный к выводам *8* и *10* вторичной обмотки силового

трансформатора, нагружен на делитель напряжения, состоящий из системы сопротивлений R_5R_4, R_3 и R_2; величина этих сопротивлений выбирается из расчета 500—1 000 *ом* на каждый вольт падающего на них напряжения. Потенциометр R_2 используется для регулировки яркости пятна на экране; в крайнем левом (по чертежу) положении его ползунка на управляющий электрод должно подаваться напряжение, запирающее электронный луч. Потенциометр R_3 служит для фокусировки электронного луча. Фильтр выпрямителя составлен из конденсаторов C_1 и C_2 по 0,1—1 *мкф* и сопротивления R_1 = 100—200 *ком;* однако часто можно обойтись включением лишь одного конденсатора C_1.

Разность потенциалов между вторым анодом и отклоняющими пластинами трубки должна быть мала во избежание возникновения между ними заметного электрического поля, могущего нарушить фокусировку электронного луча. Но так как на отклоняющие пластины обычно подаются сравнительно небольшие относительно земли напряжения, то с целью уравнивания потенциалов второй анод трубки во многих осциллографах заземляют, так же как и одну из отклоняющих пластин каждой пары. Заземление второго анода приводит к заземлению положительного полюса выпрямленного напряжения высоковольтного выпрямителя. Так как катод трубки при этом оказывается под полным (отрицательным по знаку) напряжением выпрямителя относительно земли, то на изоляцию катода, нити накала и управляющего электрода, а также связанных с ними цепей следует обращать серьезное внимание, причем при включенном питании доступ к этим элементам должен блокироваться.

Низковольтный выпрямитель осциллографа выполняется по обычной двухполупериодной схеме с П-образным дроссельно-емкостным фильтром и заземленным минусом выпрямленного напряжения. Он рассчитывается на напряжение 200—400 *в* и потребляет от сети мощность 50—100 *вт*. Так как напряжения высоковольтного и низковольтного выпрямителей включены согласно (т. е. минус одного выпрямителя совпадает с плюсом второго), то при недостаточном напряжении высоковольтного выпрямителя имеется возможность подать на второй анод сумму напряжений обоих выпрямителей.

Для повышения устойчивости наблюдаемого на экране изображения при колебаниях напряжения сети низковольтные выпрямители иногда снабжаются стабилизаторами напряжения

К отклоняющим пластинам исследуемые напряжения и напряжение развертки подводятся через конденсаторы C_3 и C_4, соединенные с выходами усилителей или непосредственно через зажимы *1* и *3*. Кроме того, на пластины подают регулируемое по величине постоянное напряжение для установки начального положения светящегося пятна на экране. Для этой цели используются постоянные сопротивления R_5 и R_6, из которых первое включено в цепь делителя высоковольтного выпрямителя, а на второе подается напряжение от низковольтного выпрямителя. Величины этих сопротивлений берутся такими, чтобы на них создавались примерно одинаковые падения напряжения, достаточные для отклонения пятна от центра экрана до его края. Параллельно сопротивлениям R_5 и R_6 включены потенциометры R_9 и R_{11}, с ползунков которых подаются постоянные смещающие напряжения на отклоняющие пластины. Сопротивления потенциометров должны превышать сумму сопротивлений R_5 и R_6 не менее чем в 7—10 раз. Так как средняя точка сопротивлений R_5 и R_6 заземлена, а два других их конца имеют противоположные относительно земли потенциалы, то в зависимости от положения ползунка потенциометра R_9 светящееся пятно будет смещено на экране вверх или вниз относительно центра; аналогично перемещение ползунка потенциометра R_{11} вызовет смещение пятна на экране влево или вправо от центра.

Конденсаторы C_7 и C_8 емкостью 0,1—0,5 *мкф* улучшают фильтрацию напряжений, смещающих луч. Сопротивления R_{10} и R_{12} порядка нескольких мегом уменьшают шунтирование отклоняющих пластин цепями питания.

В простейших осциллографах начальная установка пятна не регулируется; в этом случае незаземленную пластину каждой пары соединяют с корпусом через сопротивление утечки в несколько мегом, создающим путь для стекания падающих на пластину электронов.

В более сложных осциллографах с целью улучшения фокусировки электронного луча при его удалении от центра экрана отклоняющие пластины не заземляют, а напряжения на них подают симметрично относительно земли, т. е. таким образом, что если одна пластина пары находится под положительным потенциалом, то другая имеет такой же отрицательный потенциал. В этом случае соответственно изменяется схема начальной установки пятна, а усилители отклоняющих напряжений выполняются с двухтактными выходами.

19-7. Чувствительность осциллографа и измерение переменных напряжений и токов

Одним из параметров осциллографа является его *чувствительность* S_0, которая характеризуется величиной наибольшего отклонения пятна на экране при подведении к входным зажимам усилителя переменного напряжения с действующим значением 1 *в*. Чувствительность осциллографа, например по оси *y*, определяется как

$$S_{oy} = 1{,}4 K_y S_y. \qquad (19\text{-}7)$$

где K_y — коэффициент усиления усилителя *Y*, а

S_y — чувствительность трубки по оси *y*.

Например, при $S_y = 0{,}2$ *мм/в* и $K_y = 60$ $S_{oy} = 16{,}8$ *мм/в*.

Шкалу входного потенциометра одного из усилителей, например усилителя *Y*, полезно проградуировать в значениях чувствительности S_{oy}. Для этого собирают схему рис. 19-7 и при различных положениях ручки потенциометра усилителя на его входные зажимы подают переменное напряжение от сети, действующее значение которого *U* измеряют вольтметром переменного тока *V*. Измерив длину светящейся линии на экране *l*, искомую чувствительность подсчитывают по формуле

$$S_o = \frac{l}{2U}. \qquad (19\text{-}8)$$

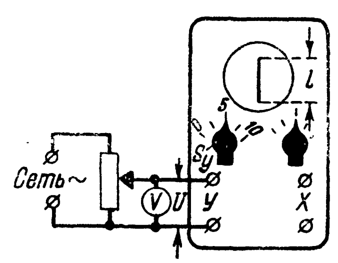


Рис. 19-7. Схема измерения чувствительности осциллографа по оси *y*.

Осциллограф, чувствительность которого известна, может быть применен как высокоомный вольтметр для измерения пикового значения переменного напряжения любой формы и любой частоты, лежащей в пределах полосы пропускания его усилителя. Для этого измеряемое напряжение с пиковым значением $U_м$ подают на входные зажимы и, изменяя положение ручки входного потенциометра, добиваются получения на экране удобной для измерения длины светящейся линии *l*. Определив по шкале потенциометра чувствительность S_o, находят пиковое значение напряжения по формуле

$$U_м = \frac{1{,}4 l}{2 S_o}. \qquad (19\text{-}9)$$

Для облегчения измерения длины светящейся линии на экран накладывают масштабную миллиметровую сетку, вычерченную на кальке или целлулоиде.

Если известна величина сопротивления R, с которого снимается измеряемое осциллографом напряжение, то по закону Ома может быть найдено пиковое значение тока в исследуемой цепи: $I_м = \frac{U_м}{R}$.

Измеряемое напряжение, частота которого выходит за пределы полосы пропускания усилителя, следует подавать непосредственно на отклоняющие пластины трубки.

Погрешность измерения осциллографом напряжений и токов достигает 10—15%. Для ее снижения необходима стабилизация напряжения питания осциллографа, а также проведение измерений при строго определенном положении светящейся линии на экране и определенной ее длине в соответствии с условиями, при которых проводилась градуировка входного потенциометра.

19-8. Наблюдение формы кривых переменных напряжений

Электронные осциллографы применяются главным образом для наблюдения формы кривых переменных напряжений. При этом исследуемое напряжение подводится непо-

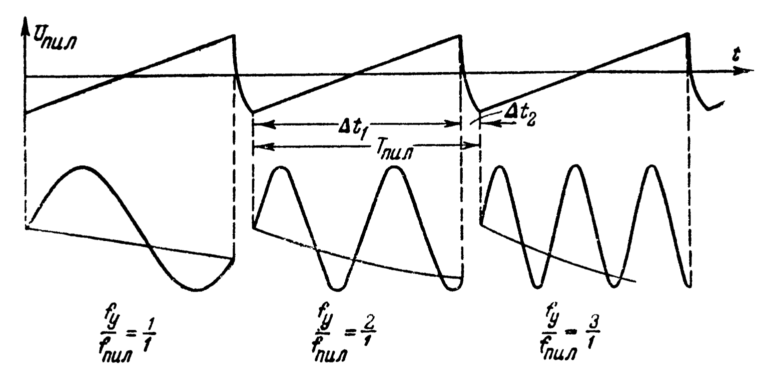


Рис. 19-8. Кривая пилообразного напряжения и изображения синусоидального напряжения на экране при различных отношениях частот f_y: $f_{пил}$.

средственно или через усилитель к вертикально отклоняющим пластинам электронно-лучевой трубки. Одновременно на горизонтально отклоняющие пластины от генератора развертки подается пилообразное напряжение, одна из воз-

можных форм которого показана в верхней части рис. 19-8 Период этого напряжения $T_{пил}$, длительность которого может регулироваться, состоит из двух частей: в течение большей части периода Δt_1, называемой *временем прямого хода,* напряжение изменяется линейно, проходя через нулевое значение, а в течение короткой части Δt_2, называемой *временем обратного хода,* напряжение быстро возвращается к исходному значению.

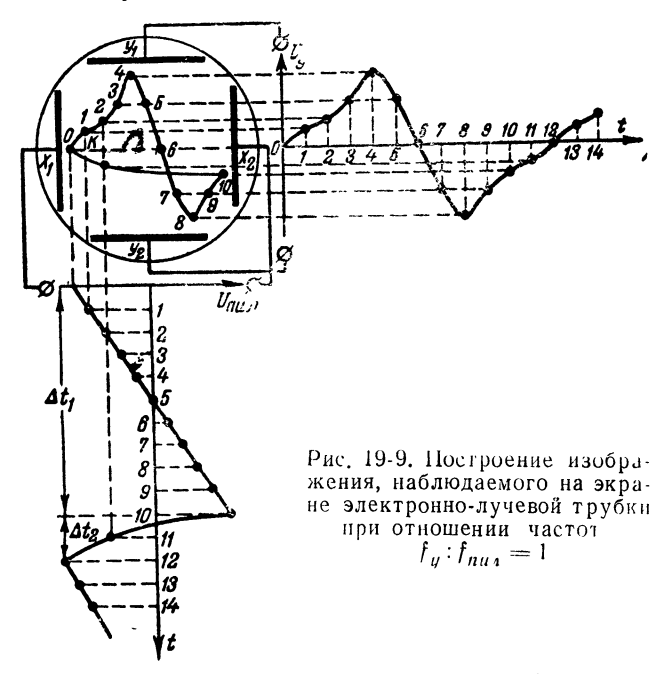


Рис. 19-9. Построение изображения, наблюдаемого на экране электронно-лучевой трубки при отношении частот $f_y : f_{пил} = 1$

На рис. 19-9 рассмотрен случай одновременной подачи на отклоняющие пластины исследуемого напряжения u_y и пилообразного напряжения $u_{пил}$, имеющих одинаковую частоту. Сверху слева схематически изображен экран с проекциями на нем отклоняющих пластин Y_1Y_2 и X_1X_2. Справа и снизу изображены графики напряжения u_y и $u_{пил}$, причем масштаб этих напряжений условно выбран равным вызываемому ими отклонению пятна на экране. На оси времени обоих графиков и на экране осциллографа цифрами *0*, *1*, *2*, *3* и т. д. отмечены одни и те же моменты времени и соответствующие им положения светящегося пятна на экране.

В начальный момент времени *0*, когда напряжение $u_у = 0$, под действием пилообразного напряжения электронный луч отклоняется максимально влево и светящееся пятно совпадает с точкой *0*. Как видно из рисунка, дальнейшее перемещение пятна по вертикали в течение времени прямого хода Δt_1 сопровождается равномерным смещением его вправо; во время обратного хода Δt_2 пятно быстро движется в обратном направлении влево и к концу периода напряжения $u_{пил}$ оно возвращается в исходную точку *0*, после чего начинается новый период движения луча по той же траектории. В результате на экране между точками *0* и *10* воспроизводится в определенном масштабе большая часть кривой напряжения $u_у$. Небольшая часть этой кривой, приходящаяся на время обратного хода, вызывает появление между точками *10* и *12* (*0*) линии обратного хода. Хотя яркость этой линии и невелика вследствие большой скорости обратного движения луча, но все же она создает некоторые затруднения в наблюдении за изображением.

Время обратного хода Δt_2 желательно иметь возможно меньшим, так как в этом случае исследуемая кривая будет воспроизведена на экране более полно при одновременном уменьшении яркости линии обратного хода. Обычно время Δt_2 не превышает 10% от периода $T_{пил}$. В некоторых осциллографах линию обратного хода устраняют посредством автоматической подачи на управляющий электрод трубки в течение времени Δt_2 большого отрицательного смещения, запирающего электронный луч.

Для воспроизведения на экране N периодов исследуемого напряжения частота последнего $f_у$ должна в N раз превышать частоту пилообразного напряжения $f_{пил}$:

$$\frac{f_у}{f_{пил}} = N. \qquad (19\text{-}10)$$

Это равенство достигается изменением частоты $f_{пил}$.

В качестве примера в нижней части рис. 19-8 показаны кривые синусоидального напряжения, наблюдаемые на экране при различных отношениях частот $f_у : f_{пил}$. Например, при отношении $f_у : f_{пил} = 3$ в течение одного периода пилообразного напряжения будут укладываться три периода напряжения $u_у$, причем первые два периода воспроизводятся на экране полностью.

Если отношение $f_y : f_{пил}$ не равно точно целому числу, то в конце периода пилообразного напряжения электронный луч не возвращается в исходное положение и каждая новая траектория его движения отличается от предыдущей. Это приводит либо к непрерывному перемещению изображения по экрану, либо к возникновению на экране неподвижных сложных фигур, состоящих из отрезков исследуемой кривой; последнее имеет место при отношении $f_y : f_{пил}$, равном отношению целых чисел, например при $f_y : f_{пил} = 5:4$.

Метод развертки переменного напряжения при помощи напряжения пилообразной формы был впервые разработан и осуществлен в 1907 г. академиком Л. И. Мандельштамом.

19-9. Генераторы пилообразного напряжения

Генератор пилообразного напряжения развертки или, короче, генератор развертки является обязательным элементом каждого электронного осциллографа. Генератор развертки должен удовлетворять ряду требований. Создаваемое им пилообразное напряжение во время прямого хода должно изменяться линейно (это необходимо для неискаженного воспроизведения на экране кривой исследуемого процесса); время обратного хода должно составлять возможно меньшую долю периода колебаний; величина напряжения должна обеспечивать отклонение светящегося пятна по горизонтали вдоль всего диаметра экрана. Кроме того, необходимо, чтобы генератор имел широкий и плавно регулируемый диапазон частот, позволяющий исследовать колебания как низких, так и высоких частот; например, если частота генератора может изменяться в пределах от 10 *гц* до 50 *кгц*, то на экране достаточно детально (с числом наблюдаемых периодов не свыше десяти) можно воспроизвести кривые колебаний в диапазоне 10 *гц*—500 *кгц*.

В генераторах развертки пилообразное напряжение создается в результате периодического повторения процесса заряда-разряда конденсатора. Для автоматического управления этим процессом используются тиратроны или вакуумные электронные лампы. В современных осциллографах применяются преимущественно генераторы на электронных лампах, которые позволяют получать пилообразные колебания в более широком диапазоне частот и со значительно большей стабильностью их величины и частоты, чем генераторы на тиратронах.

Генераторы развертки часто собираются по схеме несим-

метричного мультивибратора, приведенной в упрощенном виде на рис. 19-10. В этой схеме происходят попеременные запирание и отпирание ламп $Л_1$ и $Л_2$, причем лампа $Л_1$ в течение большей части периода заперта и отпирается лишь кратковременно. При запертой лампе $Л_1$ через большое сопротивление R_1 происходит заряд конденсатора C_1 до напряжения $U_м$, при котором включенная параллельно конденсатору лампа $Л_1$ отпирается. Быстрый разряд через малые сопротивления лампы $Л_1$ и R_4 понижает напряжение

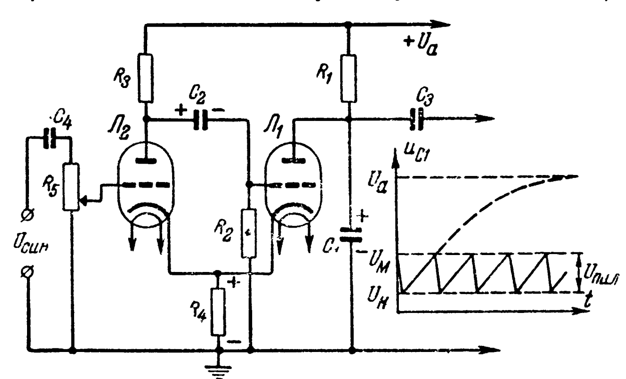


Рис. 19-10. Схема несимметричного мультивибратора—генератора пилообразного напряжения.

на конденсаторе до значения $U_н$, при котором лампа $Л_1$ запирается, после чего вновь начинается заряд конденсатора C_1. Периодическое повторение рассмотренного процесса создает на конденсаторе пилообразное напряжение, форма которого показана в правой части рис. 19-10. Частота колебаний в зависимости от параметров схемы может быть установлена любой в пределах от нескольких герц до 100—200 *кгц*.

Частота и амплитуда пилообразных колебаний существенно зависят от постоянных времени реостатно-емкостных цепочек $\tau_1 = R_1C_1$ и $\tau_2 = R_2C_2$. При уменьшении τ_2 частота колебаний возрастает при одновременном уменьшении их амплитуды; при уменьшении τ_1 частота колебаний также возрастает, но уже при одновременном увеличении их амплитуды. При использовании начального участка кривой заряда конденсатора C_1 амплитуда пилообразных колебаний приближенно определяется формулой

$$U_{пил} = U_м - U_н \approx \frac{\tau_2}{\tau_1} U_a. \qquad (19\text{-}11)$$

Например, при напряжении анодного питания $U_a = 300$ *в* и постоянной времени $\tau_2 = 0{,}15\tau_1$ $U_{пил} \approx 45$ *в*.

На графике рис. 19-10 пунктирной линией продолжена кривая, показывающая закон нарастания напряжения на конденсаторе C_1 в случае его заряда до напряжения U_a. Эту кривую можно считать приблизительно линейной лишь в начальной ее части. Поэтому для получения удовлетворительной линейности пилообразного напряжения амплитуда последнего должна быть невелика, во всяком случае не более 10 — 15% от U_a. Но при этом амплитуда пилообразного напряжения не превышает 30 — 40 *в*, тогда как для отклонения светящегося пятна до краев экрана необходимо напряжение с амплитудой порядка сотен вольт. Это создает необходимость усиления пилообразного напряжения, для чего обычно используется усилитель горизонтального отклонения. Для того чтобы форма пилообразного напряжения при усилении не искажалась, усилитель должен равномерно усиливать, по крайней мере, первые десять гармоник пилообразного напряжения.

Схема рис. 19-10 может быть применена и для непосредственного получения пилообразного напряжения хорошей формы и с большой амплитудой. Для этого нужно сопротивление R_1 заменить диодом, работающим в режиме насыщения, или маломощным пентодом, используя горизонтальный участок его анодной характеристики.

Полная схема рассмотренного широкодиапазонного генератора развертки приведена на рис. 19-11. Ступенчатое изменение частоты генератора при переходе от одного поддиапазона к другому производится посредством одновременного переключения конденсаторов C_1 и C_2; их емкость в зависимости от выбранного перекрытия поддиапазонов изменяют в 3—10 раз. Плавная регулировка частоты пилообразного напряжения производится сопряженными переменными сопротивлениями R_1 и R_2 одинаковой величины. Последовательно с ними включены постоянные сопротивления R_7 и R_8, предназначенные для ограничения верхней границы частотных поддиапазонов и предотвращения срыва колебаний. При выборе сопротивлений R_7 и R_8 в пределах 10—20% от полных сопротивлений R_1 и R_2 последние обеспечивают плавное изменение частоты каждого поддиапазона в 5—10 раз. Примерные границы изменения частоты обычно указывают между фиксированными положениями переключателя поддиапазонов *П*.

Для получения максимально допустимой амплитуды колебаний емкости C_2 берутся меньшими соответствующих им емкостей C_1 примерно в 10 раз. Выбранный способ регулировки частоты, при котором постоянные времени τ_2 и τ_1 изменяются одновременно и пропорционально друг другу, обеспечивает малую зависимость амплитуды колебаний от их частоты.

Для плавной регулировки длины линии развертки на экране на выходе генератора стоит потенциометр R_6, в качестве которого можно использовать входной потенциометр усилителя горизонтального отклонения.

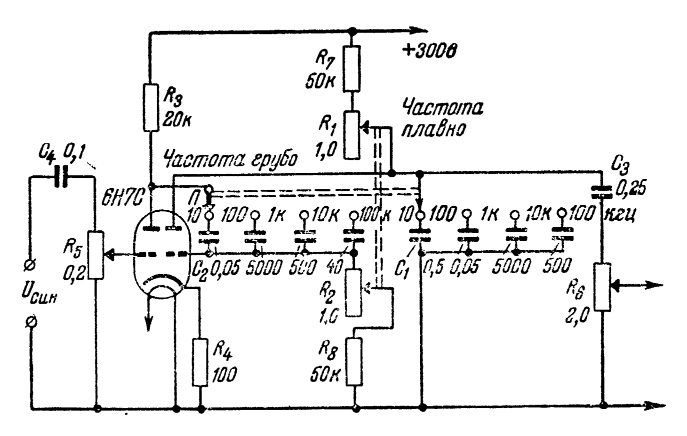


Рис. 19-11. Схема широкодиапазонного генератора развертки.

Линейное изменение пилообразного напряжения в некоторых генераторах получается при разряде конденсатора через большое сопротивление. Принципиальная схема простого генератора подобного типа приведена на рис. 19-12. В этой схеме смещение на сетке лампы $Л_2$ равно разности анодного напряжения лампы $Л_1$ и напряжения на конденсаторе C_1, т. е. $u_{c2} = u_{a1} - u_к$. При отпертой лампе $Л_2$ происходит быстрый заряд конденсатора C_1. Зарядный ток кратковременно создает на сопротивлении R_2 падение напряжения, запирающее лампу $Л_1$. Когда конденсатор C_1 зарядится до напряжения $U_м$, анодный ток лампы $Л_2$ уменьшается настолько, что начинается отпирание лампы $Л_1$, сопровождаемое уменьшением напряжения u_{a1}. Смещение на сетке лампы $Л_2$ становится более отрицательным. Дальнейшее уменьшение анодного тока лампы $Л_2$ в результате стреми-

тельного нарастания процесса приводит к почти мгновенному отпиранию лампы $Л_1$ и запиранию лампы $Л_2$.

Затем происходит постепенный разряд конденсатора C_1 через сопротивления R_1 и R_2. Когда напряжение на конденсаторе уменьшается до значения $U_н$, начинается отпирание лампы $Л_2$. Анодный ток лампы $Л_2$ постепенно возрастает, и когда он превысит разрядный ток конденсатора C_1, последний начинает заряжаться. При этом с сопротивления R_2 на сетку лампы $Л_1$ поступает отрицательное смещение, анодный ток этой лампы уменьшается, а напряжение на ее аноде

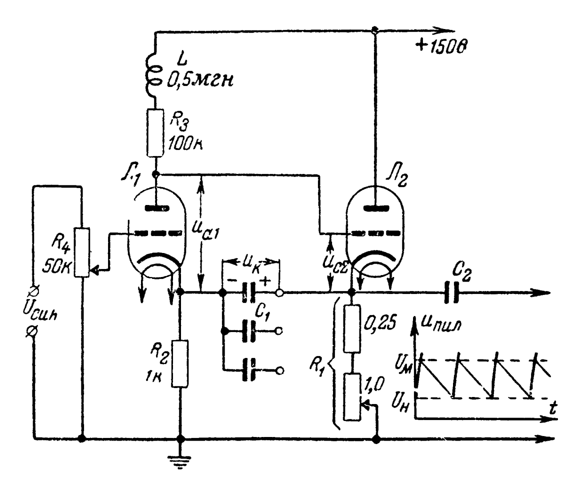


Рис. 19-12. Схема генератора развертки с обратной формой пилообразного напряжения.

возрастает. Смещение на сетке лампы $Л_2$ становится более положительным, что способствует дальнейшему увеличению ее анодного тока. В результате происходят стремительное отпирание лампы $Л_2$ и запирание лампы $Л_1$.

Периодическое повторение рассмотренного процесса создает на сопротивлении R_1 пилообразное напряжение, форма которого показана на графике рис. 19-12. Спадающая часть напряжения используется для прямого, а нарастающая — для обратного хода луча. На частотах до нескольких десятков килогерц на границе перехода от заряда конденсатора к его разряду наблюдается весьма кратковременный выброс напряжения, не имеющий практического значения.

Управление частотой колебаний производится переключением конденсаторов C_1 и изменением сопротивления R_1.

При указанных на схеме данных переменная часть сопротивления R_1 позволяет плавно изменять частоту примерно в 4 раза. При использовании группы конденсаторов C_1 емкостью от 0,5 *мкф* до 50 *пф* обеспечивается перекрытие диапазона от 15 *гц* до 500 *кгц*. Для улучшения формы кривой напряжения на самых высоких частотах в анодную цепь лампы $Л_1$ включена катушка индуктивности L. Амплитуда пилообразного напряжения по всему диапазону равна примерно 20 *в*.

При регулировке генератора сопротивление R_2 подбирают так, чтобы при хорошей форме кривой напряжения получить возможно меньшую длительность обратного хода.

19-10. Синхронизация частоты генераторов развертки

Для получения на экране неподвижного изображения в соответствии с (19-10) частота генератора развертки $f_{пил}$ должна устанавливаться равной или в целое число раз меньшей частоты f_y исследуемого напряжения. Обычно выбирают $N = 2 - 3$, так как при небольшом числе наблюдаемых периодов кривую процесса удается изучить детальнее.

Условие (19-10), достигаемое первоначальной регулировкой частоты генератора развертки, с течением времени может самопроизвольно нарушиться вследствие неизбежных колебаний частот f_y и $f_{пил}$, обусловленных нестабильностью питающих напряжений, самопрогревом аппаратуры и другими факторами. В результате изображение на экране начнет перемещаться и придется постоянно регулировать частоту генератора. Чтобы избежать этого, работу генератора обычно *синхронизируют* исследуемым напряжением, т. е. заставляют частоту $f_{пил}$ автоматически следовать за всеми изменениями частоты f_y в соответствии с условием (19-10).

Сущность процесса синхронизации генератора, собранного по схеме рис. 19-10, поясняется графиком рис. 19-13,*а*. Предположим, что на сетку лампы $Л_2$ с некоторого момента времени t_1 от потенциометра R_5 подается напряжение синхронизации $u_{син}$, частота которого $f_{син}$ несколько выше частоты собственных колебаний генератора развертки. Лампа $Л_2$ в течение большей части периода отперта, и через нее происходит разряд конденсатора C_2, ток которого создает на сопротивлении R_2 смещение, запирающее лампу $Л_1$. Напряжение $u_{син}$ изменяет сопротивление лампы $Л_2$ и, следовательно, изменяет ток разряда кон-

денсатора C_2. В отрицательный полупериод напряжения $u_{син}$ сопротивление лампы $Л_2$ увеличивается, ток разряда конденсатора C_2 уменьшается, понижается смещение на сетке лампы $Л_1$ и создается возможность отпирания лампы при меньшем анодном напряжении $U_м$, показанном пунктиром на графике рис. 19-13,*а*. В результате в каждый период синхронизирующего напряжения происходит преждевременное отпирание лампы $Л_1$ и частота колебаний генератора $f_{пил}$ становится равной частоте $f_{син}$.

Если $f_{син}$ равна частоте исследуемого напряжения, то на экране трубки будет наблюдаться устойчивое изображение одного периода его кривой.

Из графика рис. 19-13,*а* можно заключить, что при увеличении амплитуды напряжения синхронизации амплитуда пилообразного напряжения, а с ней и ширина линии развертки на экране уменьшаются. При чрезмерном синхронизирующем напряжении в отдельные моменты времени напряжение $U_м$ становится близким к напряжению $U_н$; это вызывает искажение формы напряжения развертки, так как каждому периоду частоты $f_{син}$ начинают соответствовать два или большее число импульсов пилообразного напряжения различной амплитуды и длительности.

Если частота свободных колебаний генератора в несколько раз меньше частоты $f_{син}$, то происходит синхронизация на субгармониках этой частоты, принцип которой поясняется графиком рис. 19-13,*б*. В случае, изображенном на графике, отпирание лампы $Л_1$ происходит каждый третий период частоты $f_{син}$, так как в течение предыдущих двух периодов напряжение на конденсаторе C_1 еще мало. В результате отношение частот $f_{син}:f_{пил}$ становится равным трем и на экране наблюдается устойчивое изображение трех периодов напряжения.

Из графика рис. 19-13,*б* видно, что при увеличении амплитуды напряжения синхронизации уменьшается величина пилообразного напряжения и, кроме того, возможно понижение кратности синхронизации, т. е. отношение $f_{син}:f_{пил}$ может стать равным двум или даже единице. При малой амплитуде напряжения $u_{син}$ величина пилообразного напряжения и кратность синхронизации возрастают; однако в этом случае синхронизация становится неустойчивой и при небольших колебаниях напряжения $u_{син}$ возможно

скачкообразное изменение кратности синхронизации, а следовательно, и числа периодов, наблюдаемых на экране.

Для получения нужной величины напряжения синхронизации в осциллографах предусматривается возможность плавной регулировки синхронизирующего напряжения; в рассмотренной схеме для этого служит потенциометр R_5. В зависимости от схемы генератора развертки оптимальная величина напряжения $U_{син}$ лежит в пределах от десятых долей вольта до двух-трех десятков вольт; для схем рис. 19-10 и 19-11 это напряжение равно нескольким вольтам.

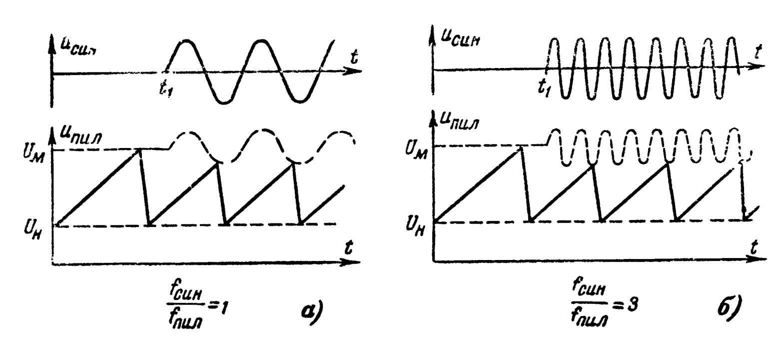


Рис. 19-13. Принцип синхронизации частоты генератора развертки, собранного по схеме рис. 19-10.

Осуществлять синхронизацию рекомендуется в следующем порядке. Вначале синхронизирующее напряжение уменьшают потенциометром до минимума и регулировкой частоты генератора добиваются получения на экране требуемого изображения; затем частоту генератора немного уменьшают и, постепенно увеличивая напряжение синхронизации, добиваются устойчивости наблюдаемой кривой.

Сущность процесса синхронизации генератора развертки, собранного по схеме рис. 19-12, рекомендуем проанализировать самостоятельно. Устойчивая синхронизация в этой схеме достигается при напряжении $U_{син}$ порядка десятых долей вольта.

19-11. Полная схема электронного осциллографа

В качестве примера на рис. 19-14 приведена схема электронного осциллографа, блок-схема которого соответствует рис. 19-4, а отдельные узлы собраны по схемам рис. 19-5,

25—473

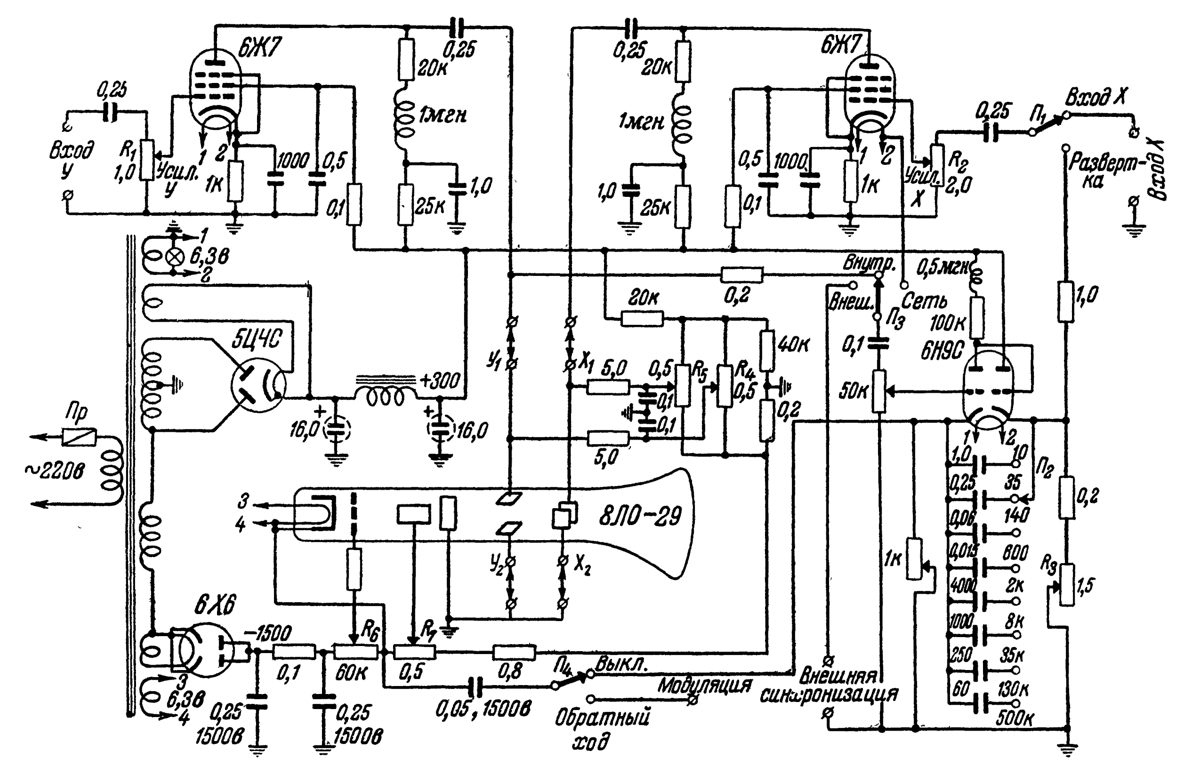


Рис. 19-14. Принципиальная схема электронного осциллографа.

19-6 и 19-12. В осциллографе используется электронно-лучевая трубка типа 8ЛО-29. Переключатель $П_1$ позволяет подключать вход усилителя горизонтального отклонения к входным зажимам или к выходу генератора развертки. Так как генератор имеет высокоомный выход, то для ослабления влияния усилителя на его частоту в цепь связи включено сопротивление 1 *Мом*, а сопротивление входного потенциометра R_2 увеличено до 2 *Мом*. С учетом влияния цепи связи переменное сопротивление R_3 позволяет при каждом положении переключателя $П_2$ изменять частоту генератора развертки в 4 — 5 раз. Полоса пропускания усилителя горизонтального отклонения ограничивает верхнюю границу частотного диапазона генератора, которая может быть доведена до нескольких сот килогерц.

В цепи синхронизации генератора установлен переключатель $П_3$, позволяющий выбрать источник синхронизирующего напряжения. В положении *Внутр* синхронизирующим является сам исследуемый сигнал, снимаемый с усилителя *У* через гасящее сопротивление в 0,2 *Мом*. В положении *Внеш* генератор развертки синхронизируется сигналом, подводимым к зажимам *Внешняя синхронизация*. В положении *Сеть* генератор синхронизируется напряжением сети, которое снимается с цепи накала; этот вид синхронизации используется, например, при выявлении фона переменного тока, наложенного на исследуемые колебания.

При установке переключателя $П_4$ в положение *Выкл* на катод трубки во время обратного хода луча подается положительный импульс напряжения от катода левого триода генераторной лампы 6Н9С через высоковольтный конденсатор емкостью 0,05 *мкф*. Так как подача положительного импульса напряжения на катод равнозначна подаче отрицательного импульса на управляющий электрод, то это вызывает запирание электронного луча и на экране отсутствует участок кривой, соответствующий обратному ходу луча. При установке переключателя в положение *Обратный ход* цепь гашения луча разрывается. При этом катод трубки соединяется с зажимом *Модуляция*. Переменное напряжение, подведенное к этому зажиму, позволяет управлять яркостью пятна на экране, т. е. осуществлять, как говорят, его модуляцию. При положительных импульсах этого напряжения яркость уменьшается, вплоть до исчезновения луча, а при отрицательных импульсах возрастает. Модуляция луча по яркости позволяет создавать непосредственно на самом изображении, наблюдаемом на экране, масштабные

метки времени, используемые для определения длительности исследуемых колебаний. В некоторых осциллографах гашение обратного хода и модуляция яркости изображения производятся воздействием на управляющий электрод трубки.

19-12. Применение электронных осциллографов

Электронные осциллографы широко применяются в качестве индикаторов при различных измерениях методом сравнения, например при измерении частоты, разности фаз, полных сопротивлений и т. п.

В качестве примера рассмотрим приведенную на рис. 19-15 блок-схему установки для *измерения частоты*. Напряжение измеряемой частоты F_x и напряжение известной частоты F_o от образцового генератора подводят непосред-

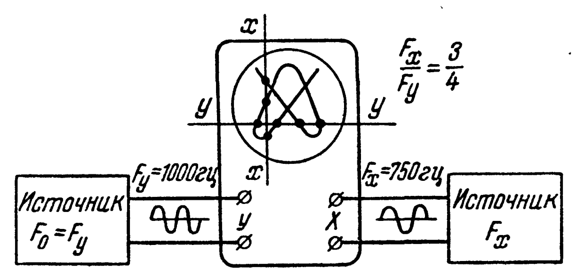


Рис. 19-15. Схема измерения частоты при помощи осциллографа.

ственно или через усилители к различным парам отклоняющих пластин. Если частоты F_x и F_o относятся друг к другу как целые числа, например как 1 : 1, 1 : 2 или 2 : 1, 2 : 3 или 3 : 2 и т. д., то перемещение луча приобретает периодический характер и на экране наблюдается неподвижная фигура, называемая фигурой Лиссажу. Форма этой фигуры зависит от соотношения амплитуд, частот и начальных фаз сравниваемых колебаний.

На рис. 19-16 проведено построение фигуры Лиссажу для частного случая сравнения двух синусоидальных колебаний одинаковой частоты, имеющих равные амплитуды, но различные начальные фазы. Эта фигура имеет форму эллипса, который при сдвигах фазы между сравниваемыми колебаниями в 0 и 180° сожмется в прямую наклонную линию, а при сдвигах фаз в 90 и 270° превратится в круг. Если амплитуды напряжений F_x и F_0 не равны, то в последнем случае вместо круга на экране будет наблюдаться эллипс с осями, параллельными отклоняющим пластинам.

Если к одной паре отклоняющих пластин подведено напряжение с частотой, превышающей в 2 раза частоту напряжения, приложенного к другой паре пластин, то фигура на экране принимает вид восьмерки, которая при определенном начальном сдвиге фаз сжимается в дугу. Из таблицы, приведенной на рис. 19-17, видно, что чем больше числа дроби, соответствующие отношению частот $F_x : F_0$, тем сложнее фигура, наблюдаемая на экране.

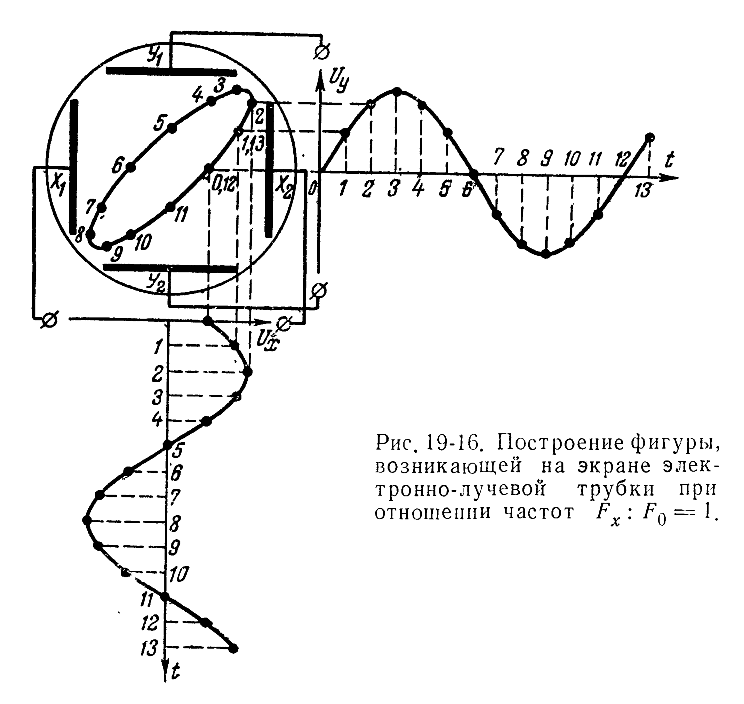


Рис. 19-16. Построение фигуры, возникающей на экране электронно-лучевой трубки при отношении частот $F_x : F_0 = 1$.

При измерении частоту образцового генератора изменяют до тех пор, пока на экране не возникнет одна из фигур Лиссажу возможно более простой формы. Эту фигуру мысленно пересекают линиями xx и yy, параллельными отклоняющим пластинам X_1X_2 и Y_1Y_2, и подсчитывают число пересечений каждой из линий с фигурой. Отношение полученных чисел точно равно отношению частот $F_x : F_0$ при условии, что проведенные линии не проходят через узловые точки фигуры или касательно к ней, а форма сравниваемых колебаний близка к синусоидальной. Определив отношение $F_x : F_0$ и зная частоту F_0, легко найти вторую частоту.

Предположим, что при известной частоте $F_0 = 1\,000$ *гц* на экране получена фигура, изображенная на рис. 19-15. Из приведенного на чертеже построения видно, что эта фигура соответствует отношению частот $F_x : F_0 = 3:4$, откуда $F_x = 750$ *гц*.

При отношении сравниваемых частот, большем 10 : 1, фигура на экране настолько усложняется, что ее анализ становится практически невозможным. Дополнительные трудности, ограничивающие пределы измерения, создаются

φ / $F_x:F_0$	0	45°	90°	135°	180°
1:1					
1:2					
1:3					
2:3					

Рис. 19-17. Фигуры, наблюдаемые на экране электронно-лучевой трубки при одинаковых амплитудах, но различных отношениях частот $F_x : F_0$ и различной разности их начальных фаз φ.

тем, что сравниваемые частоты почти всегда обладают некоторой нестабильностью, вследствие чего их отношение становится несколько отличным от отношения целых чисел. В результате форма фигуры на экране начинает периодически изменяться так, как если бы непрерывно изменялась разность начальных фаз сравниваемых колебаний.

На высоких частотах даже весьма малая нестабильность частоты оказывается по абсолютной величине настолько большой, что вызываемые ею изменения фигуры делают невозможным измерение частоты при помощи осциллографа. Поэтому этот метод применяется преимущественно в диапазоне звуковых частот, где легче достигается необходимая стабильность частоты.

Электронные осциллографы широко применяются для исследования модулированных колебаний, в частности для *измерения коэффициента амплитудной модуляции.*

Высокочастотное модулированное напряжение, подобное изображенному в левой части рис. 19-18, подводится к вертикально отклоняющим пластинам через усилитель или непосредственно. Для связи с источником исследуемого напряжения используют катушку связи из нескольких витков, соединенную шнуром с соответствующими зажимами осциллографа. Форма изображения, возникающего на экране трубки, определяется переменным напряжением, воздействующим на горизонтально отклоняющие пластины. При отсутствии этого напряжения на экране наблюдается вертикальная прямая линия *I* с более ярко светящимися центральной частью и точками по ее концам.

Наиболее наглядным является воспроизведение на экране кривой модулированного напряжения *II*, для чего к горизонтально отклоняющим пластинам подводят от генератора развертки пилообразное напряжение с частотой, равной или в несколько раз меньшей частоты модуляции; при этом отдельные колебания несущей частоты на экране не видны (они сливаются вместе и образуют светящуюся площадь между огибающими). Для придания изображению устойчивости частоту генератора развертки желательно синхронизировать напряжением с частотой модуляции, для чего на зажимы внешней синхронизации подают напряжение, полученное после детектирования исследуемого напряжения.

Если модулированное напряжение подвести одновременно, но с некоторым сдвигом по фазе к вертикально отклоняющим и горизонтально отклоняющим пластинам, то на экране возникает светящееся эллиптическое кольцо *III*. Практический интерес представляет случай, когда на горизонтально отклоняющие пластины подается напряжение с частотой модуляции. Если это напряжение совпадает по фазе с огибающей модулированного колебания, воздействующего на вторую пару пластин, то на экране наблюдается трапеция *IV*, которая при 100%-ной модуляции превращается в треугольник. При наличии сдвига фаз между указанными колебаниями изображение на экране становится подобным фигуре *V*.

Во всех рассмотренных случаях по размерам изображения на экране можно определить коэффициент модуляции с точностью порядка 10 — 15%, пользуясь формулой

$$m = \frac{M - H}{M + H}. \qquad (19\text{-}12)$$

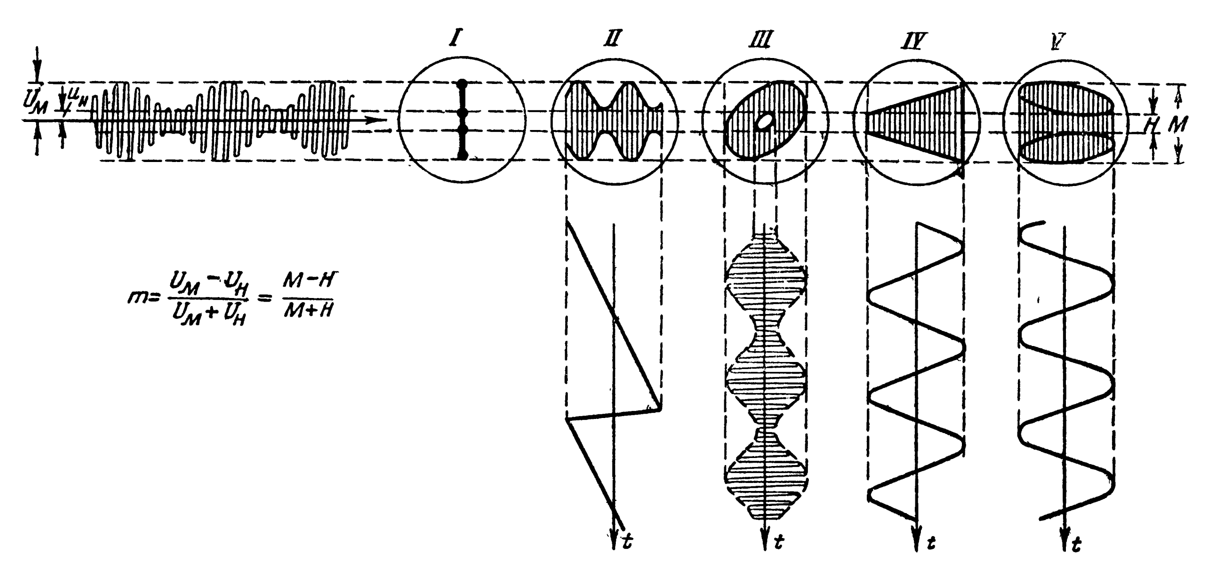


Рис. 19-18. Графическое пояснение способов измерения коэффициента модуляции с помощью осциллографа.

При перемодуляции, а также при несинусоидальной форме огибающей модулированного колебания соответственно искажаются и формы фигур на экране. При наличии навыка по характеру этих искажений можно судить о дефектах в работе модуляционной части испытуемого генератора.

19-13. Генераторы качающейся частоты и их применение при осциллографических измерениях

Генераторы качающейся частоты (свип-генераторы) представляют собой ЧМ-генераторы, применяемые совместно с электронными осциллографами для получения на экране последних частотных характеристик радиоустройств. Пример схемы такого генератора приведен на рис. 19-19. Генератор содержит гетеродин, работающий по схеме самовозбуждения с трансформаторной обратной связью на гетеродинной части лампы $Л_2$. Средняя частота настройки гетеродина f_0 обычно выбирается в диапазоне 1—5 *Мгц*; она зависит от

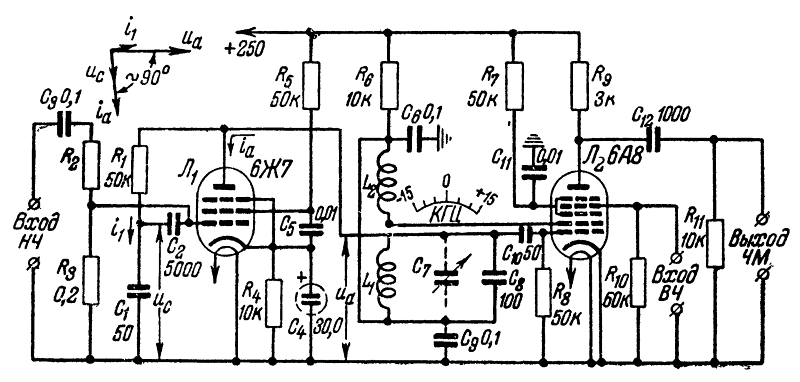


Рис. 19-19. Схема генератора качающейся частоты.

параметров контура L_1C_8, включенного в цепь первой сетки. Колебания, возбуждаемые гетеродином, воздействуют на анодный ток лампы $Л_2$; переменное напряжение, создаваемое на сопротивлении анодной нагрузки R_9, через конденсатор C_{12} подается на выходные зажимы.

Для получения ЧМ-колебаний необходимо периодически изменять величину индуктивности или емкости контура гетеродина. Эта задача может быть выполнена различными способами, например включением в контур переменного конденсатора, ротор которого вращается моторчиком; наиболее удобным и распространенным является способ частотной модуляции при помощи реактивной лампы, предложенный в 1931 г. советскими учеными А. Л. Минцем и Г. В. Брауде.

Реактивная лампа представляет собой обычную электронную лампу, внутреннее сопротивление которой благодаря специальной схеме включения имеет реактивный (индуктивный или емкостной)

характер. Эквивалентное реактивное сопротивление такой лампы легко регулируется изменением напряжения на одном из ее электродов.

В схеме рис. 19-19 в качестве реактивной лампы используется лампа $Л_1$, анодная цепь которой включена параллельно контуру L_1C_8. Переменное напряжение на контуре, создающее между анодом и катодом лампы $Л_1$ напряжение u_a, вызывает появление в цепи R_1C_1 тока i_1. При соблюдении условия $R_1 \gg \frac{1}{2\pi f_0 C_1}$ ток i_1 имеет фазу, близкую к фазе вызвавшего его напряжения u_a. Ток i_1 создает на емкости C_1 падение напряжения u_C, отстающее по фазе на 90° от тока i_1. Напряжение u_C, воздействуя через конденсатор большой емкости C_2 на сетку лампы $Л_1$, вызывает колебания ее анодного тока i_a, совпадающие по фазе с напряжением u_C. Из приближенной векторной диаграммы, приведенной в левой верхней части рис. 19-19, видно, что благодаря наличию цепи обратной связи R_1C_1 анодный ток лампы $Л_1$ отстает от анодного напряжения почти на 90°. Следовательно, наличие реактивной лампы эквивалентно включению параллельно контуру индуктивности, шунтированной большим активным сопротивлением.

Величина эквивалентной индуктивности реактивной лампы определяется формулой

$$L_э = \frac{R_1C_1}{S}, \tag{19-13}$$

где S — крутизна характеристики лампы. При выполнении условия $L_э \gg L_1$ эквивалентная индуктивность $L_э$ вызывает изменение первоначальной частоты настройки гетеродина f_0 на величину

$$\Delta f = \frac{1}{2} f_0 \frac{L_1}{L_э} = \frac{1}{2} f_0 \frac{L_1}{R_1C_1} S. \tag{19-14}$$

Из формулы следует, что изменение индуктивности $L_э$, а следовательно, и частоты гетеродина можно производить изменением крутизны S. При работе на криволинейном участке анодно-сеточных характеристик ламп крутизна S, как известно, зависит от положения рабочей точки, причем в пределах квадратичного участка характеристики зависимость крутизны S от напряжения на управляющей сетке u_C близка к линейной. Это создает возможность осуществления линейной частотной модуляции.

В рассматриваемой схеме низкочастотное модулирующее напряжение воздействует на управляющую сетку реактивной лампы $Л_1$, вызывая периодическое изменение ее эквивалентной индуктивности $L_э$ и качание частоты гетеродина. Частота модулирующего напряжения определяет частоту качания, амплитуда — девиацию частоты, а форма — закон изменения частоты гетеродина. При этом амплитуда колебаний гетеродина остается практически неизменной.

Требуемая девиация частоты (обычно $\pm 10 - \pm 50$ *кгц*) достигается подбором сопротивлений входного делителя напряжения R_2 и R_3. При увеличении числа сопротивлений делителя и добавлении переключателя можно получить несколько значений девиации частоты. Пределы девиации частоты можно практически определить

прослушиванием колебаний гетеродина на градуированный по частоте приемник или, точнее, при помощи гетеродинного волномера.

В качестве реактивных ламп обычно применяют пентоды, которые вносят меньшее затухание в контур гетеродина, а также ослабляют паразитную амплитудную модуляцию, неизбежно сопровождающую частотную модуляцию. При использовании пентодов модулирующее напряжение иногда подают на защитную сетку последовательно с напряжением смещения. В этом случае в определенных границах также обеспечивается линейная зависимость между девиацией частоты гетеродина и модулирующим напряжением. Область линейной зависимости расширяется при повышении добротности колебательного контура.

Гетеродин работает при фиксированной средней частоте f_o, так как при изменении настройки его контура неизбежно изменялась бы величина девиации частоты, соответствующая данной величине модулирующего напряжения. Однако возможно получение и любой другой средней частоты f_1, отличной от f_o, при сохранении неизменной девиации частоты Δf, установленной для частоты f_o. Для этого на сигнальную сетку лампы $Л_2$ через входные зажимы *Вход ВЧ* подается напряжение частоты $f_г$ от внешнего высокочастотного измерительного генератора, например типа ГСС-6. Если установить частоту $f_г = f_o + f_1$ или $f_г = |f_o - f_1|$, то в результате преобразовательного действия лампы $Л_2$ в ее анодной цепи возникнут колебания требуемой частоты f_1. Например, если гетеродин работает при средней частоте $f_o = 1$ *Мгц*, а на выходе нужно получить частоту $f_1 = 465$ *кгц*, то внешний генератор должен быть настроен на частоту $f_г$, равную 1 465 или 535 *кгц*.

При наблюдении частотных характеристик может возникнуть необходимость в некотором их смещении по экрану. Это может быть выполнено посредством небольшой расстройки генератора относительно резонансной частоты испытуемого устройства. Для этой цели в контур гетеродина иногда включают переменный конденсатор C_7 небольшой емкости, снабженный двусторонней шкалой, проградуированной в значениях приращения частоты по отношению к среднему положению его ротора. Эта градуировка остается справедливой при любой средней частоте f_1 на выходе генератора.

Частотная характеристика может быть получена на экране осциллографа с помощью установки, собранной по блок-схеме рис. 19-20. В этой схеме генератор качающейся частоты модулируется по частоте пилообразным напряжением развертки, которое снимается с зажимов X_1 и X_2, непосредственно соединенных с горизонтально отклоняющими пластинами электронно-лучевой трубки. Очевидно, что если модуляция носит линейный характер, то перемещение пятна вдоль горизонтальной оси экрана будет происходить синхронно с изменением частоты генератора, т. е. ось X экрана можно использовать как ось частот с линейным масштабом.

ЧМ-напряжение $u_{вх}$ постоянной амплитуды подводят от генератора качающейся частоты ко входу испытуемого устройства, при этом среднюю частоту f_1 ЧМ-напряжения устанавливают равной средней частоте полосы пропускания испытуемого устройства. Так как каждому значению частоты входного сигнала соответствует определенный коэффициент усиления, то амплитуда выходного напряжения усилителя $u_{вых}$ будет периодически изменяться в соот-

ветствии с его частотной характеристикой. Если напряжение $u_{вых}$ подать на вертикальный вход осциллографа, то на экране возникнет светящаяся фигура, верхняя и нижняя огибающие которой повторят частотную характеристику усилителя. Для получения на экране характеристики в виде односторонней кривой, более удобной для исследования, напряжение $u_{вых}$ предварительно детектируют, а затем подводят к вертикальному входу осциллографа через сопротивление порядка 0,5—1 *Мом.* При испытании усилителя промежуточной частоты приемника необходимое выпрямленное напряжение может сниматься непосредственно с нагрузки второго детектора.

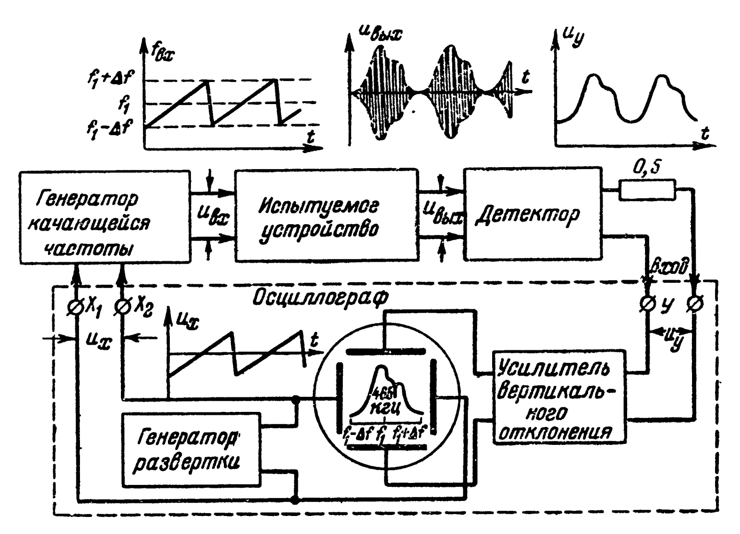


Рис. 19-20. Блок-схема установки для исследования частотных характеристик.

Частоту генератора развертки, определяющую скорость качания частоты ЧМ-колебаний, обычно устанавливают порядка нескольких десятков или сотен герц. При большой скорости качания частоты и узкой полосе пропускания испытуемого устройства в контурах последнего будут возбуждаться медленно затухающие собственные колебания, взаимодействие которых с ЧМ-колебаниями приведет к искажению наблюдаемой частотной характеристики. Скорость качания частоты нельзя брать и слишком малой из-за появления мерцания изображения.

Для более точного отсчета частоты на изображении наблюдаемой частотной характеристики иногда создают *маркерные метки*, соответствующие известным значениям частоты. В простейшем случае это достигается посредством связи с выходом генератора качающейся частоты колебательного контура высокой добротности, точно настроенного на требуемую частоту, равную, например, 465 *кгц*. Когда частота генератора в процессе ее качания будет проходить

значение 465 *кгц*, то вследствие отсасывания контуром энергии в выходном напряжении появится провал, сопровождаемый появлением на изображении характерной метки, подобной показанной на рис. 19-20.

19-14. Двухлучевые осциллографы и коммутирующие приставки

Иногда нужно одновременно наблюдать форму двух или большего числа взаимосвязанных переменных напряжений, действующих в различных цепях испытуемой установки. Например, сравнение кривых входного и выходного напряжений усилителя позволяет сделать вывод о характере и величине искажений, возникающих в процессе усиления. Такое сравнение становится особенно наглядным при синусоидальной и прямоугольной форме входного сигнала; форма выходного сигнала в первом случае позволяет судить о частотных и фазовых искажениях на частоте данного сигнала, а во втором случае — об искажениях в широкой полосе частот.

В измерительной практике для одновременного воспроизведения кривых двух электрических процессов применяются двухлучевые осциллографы или обычные электронные осциллографы, снабженные коммутирующей приставкой.

В двухлучевых осциллографах используются специальные электронно-лучевые трубки, содержащие внутри общей колбы два самостоятельных электронных прожектора, которые создают два узких падающих на общий экран электронных луча. При исследовании двух взаимосвязанных процессов отклонение обоих электронных лучей по горизонтали производят синхронно подачей общего пилообразного напряжения развертки на горизонтально отклоняющие пластины обоих электронных прожекторов; управление электронными лучами по вертикали осуществляют раздельно, для чего исследуемые напряжения подводят к различным парам вертикально отклоняющих пластин непосредственно ли через отдельные усилители.

Двухлучевые осциллографы весьма удобны для исследовательских и ремонтных целей, однако они еще имеют ограниченное распространение вследствие высокой стоимости, обусловленной трудностями изготовления двухлучевых трубок и необходимостью значительного усложнения схемы и конструкции прибора.

Коммутирующие приставки предназначены для переменного подключения двух или большего числа исследуемых напряжений к вертикальному входу обычного однолучевого осциллографа. Практическое применение имеют коммутаторы трех типов: механические, электронные и тиратронные.

На рис. 19-21 приведена одна из конструкций *механического коммутатора*. В коммутаторе применено поляризованное реле, состоящее из постоянного магнита *М*, полюсных наконечников *Н* и якоря *Я*. Якорь помещен внутри катушки, питаемой переменным напряжением, поступающим от внешнего звукового генератора. Периодическое перемагничивание якоря приводит к попеременному замыканию его двустороннего контакта с неподвижными контактами *1* и *2*, вследствие чего на входные зажимы коммутатора, соединяемые с вертикальным входом осциллографа, поочередно подаются исследуемые напряжения u_1 и u_2, подведенные к входам *I* и *II*. Величина этих напряжений может плавно регулироваться потенциометрами R_1

и R_2. Вследствие инерционности зрения и послесвечения экрана кривые обоих напряжений при достаточно высокой частоте коммутирующего напряжения наблюдаются одновременно.

На рис. 19-22 приведена упрощенная схема *электронного коммутатора* ЭК-1. В этой схеме исследуемые напряжения подводятся через входные потенциометры R_1 и R_2 к управляющим сеткам усилительных ламп $Л_1$ и $Л_2$; последние имеют общую анодную нагрузку—сопротивление R_4. Катушка индуктивности L служит для улучшения частотной характеристики усилителей в области высоких частот.

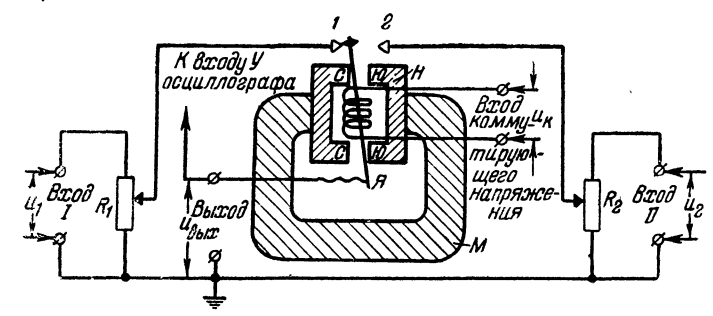


Рис. 19-21. Схема механического коммутатора.

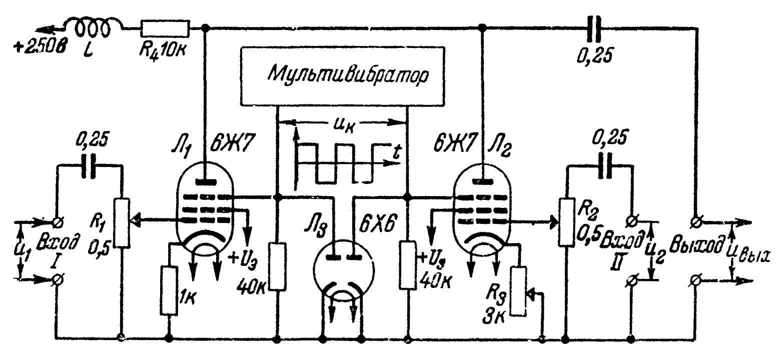


Рис. 19-22. Схема электронного коммутатора.

На защитные сетки ламп $Л_1$ и $Л_2$ подается в противофазе напряжение прямоугольной формы $u_к$, создаваемое симметричным мультивибратором, который входит в состав прибора. При отрицательных полупериодах напряжения $u_к$ лампы запираются. Для положительных полупериодов этого напряжения защитные сетки оказываются зашунтированными на корпус диодами лампы $Л_3$. Поэтому напряжение на защитных сетках ламп $Л_1$ и $Л_2$ скачкообразно изменятся от нулевого к отрицательному значению и обратно. Так как лампы $Л_1$ и $Л_2$ работают поочередно, то и усиливаемые ими напряжения u_1 и u_2 поочередно будут подводиться с общего сопротивления анодной нагрузки R_4 к выходным зажимам.

Тиратронные коммутаторы принципиально отличаются от электронных лишь тем, что коммутирующее прямоугольное напряжение в них создается не мультивибратором на электронных лампах, а генератором, состоящим из цепочки последовательно работающих тиратронов.

Кривые напряжений u_1 и u_2 могут наблюдаться одновременно без искажений лишь при условии, что их частоты равны или кратны друг другу. Генератор развертки осциллографа синхронизируется наименьшей из этих частот для чего зажим внешней синхронизации осциллографа соединяют с соответствующим входным зажимом коммутатора.

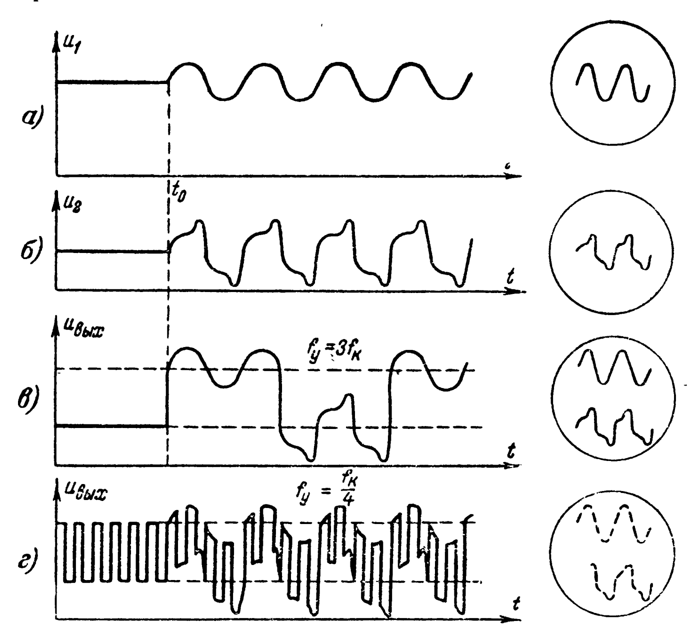


Рис. 19-23. Графики напряжений, подводимых к осциллографу непосредственно (*а* и *б*) и через коммутатор (*в* и *г*) и соответствующие им кривые на экране.

Особенностью использования коммутаторов является то, что на экран осциллографа передаются не только кривые исследуемых напряжений, но и разность их постоянных составляющих; изменяя эту разность, удается перемещать по вертикали изображения обеих кривых относительно друг друга.

Предположим, что исследуемые напряжения u_1 и u_2 с некоторого момента t_0 имеют форму, показанную на графиках *а* и *б* рис. 19-23. Правее соответствующих графиков приведены кривые, которые наблюдались бы на экране при раздельной подаче этих напряжений непосредственно к вертикальному входу осциллографа и синхронизации генератора развертки на второй субгармонике. Очевидно, что постоянные составляющие напряжений в указанном случае не про-

пускались бы усилителем вериткального отклонения осциллографа и на экране не проявлялись бы.

Иная картина получится при подаче напряжений u_1 и u_2 на осциллограф через механический коммутатор, работающий по схеме рис. 19-21. В этом случае при частоте коммутирующего напряжения $f_к$, в три раза меньшей частоты напряжений u_1 и u_2, выходное напряжение коммутатора $u_{вых}$ примерно соответствует изображенному на графике рис. 19-23,*в*. Постоянные составляющие напряжений u_1 и u_2, как это видно из графика, преобразуются в напряжение прямоугольной формы и усиливаются вертикальным усилителем осциллографа вместе с переменными составляющими входных напряжений. При разности постоянных составляющих кривые на экране оказываются сдвинутыми по вертикали, что позволяет наблюдать их раздельно. Если постоянные составляющие равны или отсутствуют, то кривые на экране совмещаются, что удобно при необходимости выявления различий в их форме, обусловленных искажениями.

В схеме электронного коммутатора рис. 19-22 за счет постоянных составляющих анодных токов ламп $Л_1$ и $Л_2$ падение напряжения на нагрузке R_4 всегда является пульсирующим, независимо от наличия постоянной составляющей во входном напряжении. У лампы $Л_1$ постоянная составляющая анодного тока поддерживается неизменной, в то время как у лампы $Л_2$ она может плавно изменяться с помощью переменного сопротивления R_3 в цепи катода. Тем самым создается возможность точного совмещения или взаимного перемещения по вертикали наблюдаемых кривых.

Частота коммутации $f_к$ должна отличаться от частоты исследуемых напряжений f_y, так как при точном равенстве этих частот на экране будут наблюдаться лишь отдельные полупериоды кривых напряжений u_1 и u_2. При этом не обязательна кратность частот $f_к$ и f_y, так как изображение на экране воспринимается как цельное, если даже различные участки его воспроизводятся в различные периоды развертки.

С целью упрощения приставки частоту коммутации $f_к$ обычно делают фиксированной. Если при этом $f_y > f_к$, то кривые на экране получаются сплошными, причем при $f_y \geqslant 2f_к$ в каждый период коммутации электронный луч воспроизведет на экране не менее одного полного периода кривых напряжений u_1 и u_2. С этой точки зрения частоту $f_к$ желательно брать возможно меньшей, однако при $f_к < 50$ *гц* становится заметным поочередное мелькание воспроизводимых кривых. Если же частота $f_y < f_к$, то за период коммутации на экране воспроизводится менее половины периода частоты f_y и кривые получаются пунктирными, как это изображено на рис. 19-23,*г*. Чем больше различие частот f_y и $f_к$, тем чаще следуют пунктирные отрезки и тем точнее воспроизводятся кривые. С этой точки зрения при исследовании процессов с низкой частотой f_y частоту коммутации $f_к$ следует брать возможно большей, по крайней мере в 10—20 раз превышающей частоту f_y.

Для удовлетворительного воспроизведения кривых как высоких, так и низких частот желательно предусмотреть в коммутаторе воз-

можность работы при двух фиксированных частотах. Например, в приставке ЭК-1 частоту колебаний мультивибратора $f_к$ устанавливают равной 100 *гц* при частоте исследуемых колебаний $f_y > 200$ *гц* и равной 4 000 *гц* при частоте $f_y < 300$ *гц*.

Для обеспечения резкости переключения исследуемых напряжений u_1 и u_2 форма коммутирующего напряжения должна быть возможно более близка к прямоугольной.

ТЕХНИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ МИЛЛИАМПЕРМЕТРОВ И МИКРОАМПЕРМЕТРОВ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ, ПРИМЕНЯЕМЫХ В РАДИОИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЕ

Тип	Класс точности	I_u, *ма*	R_u, *ом*	$U_u = I_u R_u$, *в*	Длина шкалы, *мм*	Вес, *кг*
М4	2,5	1 5 10	75 15 7,5	0,075	60	0,37
ПМ-70	1,5	3 5 10	25 15 7,5	0,075	60	0,35
М5	2,5	1 5 10	75 15 7,5	0,075	50	0,18
М59	Внеклассный[1]	6,5	10	0,065	50	0,2
М20	2,5	1	350	0,35	60	0,4
ВИЭ	1,5	10	7,5	0,075	60	0,38
М61	4	5 10	15 7,5	0,075	31	0,1
М494	2,5	0,05 0,1	2 000 700	0,1 0,07	60	0,33
М49	2,5	0,2 0,3 0,5	700 350 350	0,14 0,105 0,175	60	0,33
М592	2,5	0,05 0,1 0,2 0,3 0,5	2 600 800 800 500 500	0,13 0,08 0,16 0,15 0,25	50	0,18
М24	1; 1,5; 2,5	0,1 0,15 0,2 0,3	3 000 850 900 900	0,3 0,13 0,18 0,27	80	0,7
ИТ	1,5	0,15	1 500	0,225	60	0,45

[1] Основная погрешность ±5%.

Литература

Книги по радиоизмерениям

1. Валитов Р. А., Сретенский В. Н., Радиоизмерения на сверхвысоких частотах, Воениздат, 1951.

2. Корндорф С. Ф., Бернштейн А. С., Ярославский М. И., Радиотехнические измерения, Госэнергоиздат, 1956.

3. Жеребцов И. П., Радиотехника, Связьиздат, 1953.

4 Казарновский Д. М, Испытание радиотехнических материалов и деталей, Госэнергоиздат, 1953.

5. Логинов В. Н., Радиоизмерения, Госэнергоиздат (Массовая радиобиблиотека, вып. 208), 1954.

6. Шадов Р., Испытательная аппаратура для ремонта приемников, Госэнергоиздат (Массовая радиобиблиотека, вып. 232), 1955.

7. Термен Ф. и Петтит Дж., Измерительная техника в электронике, Издательство иностранной литературы, 1955.

8. Ремез Г. А., Курс основных радиотехнических измерений, Связьиздат, 1956.

9. Сницерев Г. А., Измерения при ремонте и налаживании радиоприемников, Связьиздат, 1955.

10. Шкурин Г. П., Справочник по электроизмерительным и радиоизмерительным приборам, Воениздат, 1955.

11. Жеребцов И. П., Техника метровых волн, Издательство ДОСААФ, 1955.

К главе 1

12. Маликов М. Ф., Основы метрологии, Комитет по делам мер и измерительных приборов при Совете Министров СССР, 1949.

13. Попов В. С, Электротехнические измерения и приборы, Госэнергоиздат, 1952.

К главе 2

14. Сницерев Г. А., Простейшие измерения, Госэнергоиздат (Массовая радиобиблиотека, вып. 85), 1950.

15. Левитин Е. М., Измерения в практике радиолюбителей, «Радио», 1954, № 2, стр. 47—51.

16. Марон С., Измерение внутреннего сопротивления прибора. «Радио», 1952, № 9, стр. 54—55.

17. Григорьев П., Измерение сопротивления рамки магнитоэлектрического микроамперметра, «Радио», 1956, № 5, стр. 54.

К главе 3

18. Хитров Б. Н., Ламповый вольтметр, «Радио», 1946, № 8—9.

19. Храбан О., Точные измерения низкоомным прибором, «Радио», 1948, № 7, стр. 52—53.

20. Жук М, Катодный вольтомметр ВК-2, «Радио», 1948, № 10, стр. 30—31.

21. Шестаковский Г., Ламповый вольтметр, «Радио», 1948, № 12, стр. 64.

22. Храбан О., Простой вольтметр, «Радио», 1950, № 4, стр. 59.

23. Иванов В., Расчет делителя напряжения к ламповому вольтметру, «Радио», 1951, № 6, стр. 50.

24. Цапив И., Простейший ламповый вольтметр, «Радио», 1952, № 4, стр. 51—52.

25. Алексеев А., Измерение режима ламп низкоомным вольтметром, «Радио», 1952, № 4, стр. 52.

26. Федоров Г., Компенсационные вольтметры, «Радио», 1953, № 7, стр. 43—45.

27. Левандовский Б, Ламповый вольтметр батарейный, «Радио», 1954, № 1, стр. 58—60.

28. Левитин Е., Измерения в практике радиолюбителей, «Радио», 1954, № 2, стр. 47—51.

29. Ковалев В., Ламповый вольтметр, «Радио», 1954, № 6, стр. 57—59.

30. Сметанин Б, Измерительная аппаратура, «Радио», 1956, № 8, стр. 46—49.

К главе 4

31. Меерсон А., Омметры постоянного тока, Госэнергоиздат (Массовая радиобиблиотека, вып. 204), 1954.

32. Енютин В, Любительские измерительные приборы, «Радио», 1947, № 8, стр. 29—30.

33. Михайлов Р., Мост для измерения сопротивлений, «Радио», 1948, № 1, стр. 34.

34. Петров К., Упрощенная схема моста для измерения сопротивлений, «Радио», 1948, № 7, стр. 49.

35. Жук М., Катодный вольтомметр ВК-2, «Радио», 1948, № 10, стр. 30—31.

36. Попов В., Измерение больших сопротивлений при помощи вольтметра, «Радио», 1948, № 10, стр. 43.

37. Шабанов П., Многопредельный омметр, «Радио», 1949, № 3, стр. 46—47

38. Матлин С., Мегомметр МОМ-1, «Радио», 1951, № 12, стр. 50—52.

39. Левитин Е., Измерения в практике радиолюбителя, «Радио», 1954, № 3, стр. 57—60.

40. Меерсон А., Омметр с плавной регулировкой пределов измерения, «Радио», 1954, № 3, стр. 61—62.

41. Канунников В., Ламповый вольтомметр, «Радио», 1955, № 6, стр. 53—54.

42. Пославский О., Омметр с равномерной шкалой, «Радио», 1956, № 2, стр. 59—60.

43. Крамаров Г., Расширение пределов измерения омметра с равномерной шкалой, «Радио», 1956, № 10, стр 59.

К главе 5

44. Згут М., Измерение токов высокой частоты, «Радио», 1950, № 7, стр. 58—59.

45. Сабинин Р, Термогальванометр, «Радио», 1951, № 10, стр. 55—56.

К главе 6

46. Осипов К. Д., Ламповый вольтметр, Госэнергоиздат (Массовая радиобиблиотека, вып. 64), 1950.
47. Катодный вольтметр (описание конструкции А. Абрамова), «Радио», 1947, № 9, стр. 49—51.
48. Нехаевский Е., Катодный вольтметр, «Радио», 1949, № 6, стр. 46—48.
49. Калинкин Г., Ламповый вольтметр на 6Е5, «Радио», 1950, № 7, стр. 59.
50. Чазов О., Ламповый вольтметр, «Радио», 1950, № 10, стр. 28—29.
51. Измерение напряжений постоянного тока катодным вольтметром ВКС-7Б, «Радио», 1953, № 2, стр. 49—51.
52. Левитин Е., Измерения в практике радиолюбителя, «Радио», 1954, № 7, стр. 53—55.
53. Черкасский А., Антенные индикаторы, «Радио», 1948, № 2, стр. 39—42.
54. Фюрстенберг А., Индикатор для резонансных измерений, «Радио», 1949, № 1, стр. 49.
55. Лапинский А., Индикатор высокого напряжения, «Радио», 1951, № 7, стр. 48.
56. Дольник А., Высокочастотный пробник с полупроводниковым диодом, «Радио», 1956, № 5, стр. 59.
57. Кружков Н., Универсальный измерительный прибор, «Радио», 1956, № 10, стр. 49—52.

К главе 7

58. Эфрусси М., Простой измеритель напряжения, «Радио», 1952, № 3, стр. 44—45.
59. Пахомов Ю., Ламповый милливольтметр, «Радио», 1954, № 12, стр. 60—62.

К главе 8

60. Алексеев В., Налаживание любительского передатчика, «Радио», 1948, № 10, стр. 38—40.
61. Муравьев В., Фотоэлектрический ваттметр, «Радио», 1952, № 8, стр. 34.
62. Зиземский Е., Определение мощности, рассеиваемой на аноде, «Радио», 1954, № 3, стр. 29—30.

К главе 9

63. Малинин Р. М., Самодельные омметры и авометры, Госэнергоиздат (Массовая радиобиблиотека, вып. 22), 1949.
64. Степанов С. С., Расчет измерительных приборов, Госэнергоиздат (Массовая радиобиблиотека, вып. 215), 1955.
65. Андреев Л. А., Авометр, «Радио», 1946, № 3, стр. 31—36.
66. Левитин Е. А., Беркович М. Ш., Тестер ТТ-1, «Радио», 1948, № 2, стр. 23—27.
67. Хитров Б. Н., Любительский авометр, «Радио», 1948, № 3, стр. 29—32.
68. Авометр, «Радио», 1950, № 12, стр. 64—66.
69. Пахомов Ю., Монтерский прибор МП-4, «Радио», 1953, № 4, стр. 48—49.
70. Меерсон А., Переходная колодка для проверки режима радиоламп, «Радио», 1953, № 12, стр. 60.

71. Марон С., Вольтметр постоянного и переменного тока с общей шкалой, «Радио», 1954, № 2, стр. 40.

72. Григорьев О., Щуп-вольтметр, «Радио», 1954, № 8, стр. 39.

73. Меерсон А., Комбинированный измерительный прибор с магазином сопротивлений, «Радио», 1954, № 8, стр. 59—60.

74. Бернштейн С., Прибор линейного техника, «Радио», 1955. № 2, стр. 19.

75. Лощилов М., Комплект приборов радиомастера (описание вольтомметра ВОК-2), «Радио», 1955, № 2, стр. 56—58.

76. Схема и данные авометра Ц-20, «Радио», 1956, № 4, стр. 63.

К главе 10

77. Аппаратура для ремонта и налаживания приемников, Госэнергоиздат (Массовая радиобиблиотека, вып. 88), 1950, стр. 21—38, (описание конструкций испытателей радиоламп А. В. Беляева и радиокружка при Таллинском мореходном училище).

78. Коршунов П., Проверка эмиссии ламп омметром, «Радио», 1951, № 4, стр. 60.

79. Шешин Р., Выпрямитель к испытателю ламп ИЛ-10, «Радио», 1954, № 7, стр. 20.

80. Самойлов Х., Пробник для проверки нитей накала ламп, «Радио», 1956, № 5, стр. 41.

81. Матлин С., Фараджев И., Испытатель ламп (описание конструкций А. Парамонова и Л. Гельфмана), «Радио», 1956, № 6, стр. 53—54.

К главе 11

82. Енютин В. В., Любительские измерительные приборы (описание генератора на биениях конструкции Журочко М. А.), «Радио», 1947, № 8, стр. 29—30.

83. Генератор на *RC* (конструкции Б. А. Медведева), «Радио», 1947, № 10, стр. 30—34.

84. Жук М. С., Генератор на *R* и *C*, «Радио», 1947, № 12, стр. 49—51.

85. Низкочастотный измерительный комплект (описание генератора типа RC конструкции М. Ц. Столова), «Радио», 1949, № 9, стр. 52—54.

86. Звуковой генератор на *RC* (конструкции Л. И. Кастальского), «Радио», 1950, № 5, стр. 55—57.

87. Криксунов В., *RC*-генератор, «Радио», 1950, № 8, стр. 49—51.

88. Матлин С., Генератор низкой частоты ЗГ-2А, «Радио», 1951, № 6, стр. 51—54.

89. Светлов Н., Расчет однолампoвых *RC*-генераторов, «Радио», 1954, № 4, стр. 43—45.

90. Степанюк Н., Нефедов А., Звуковой генератор (типа *RC*), «Радио», 1954, № 11, стр. 60—62.

91. Левитин Е, Измерения в практике радиолюбителя, «Радио», 1954, № 12, стр. 57—58.

92. Хазан С, Узкополосный фильтр-звуковой генератор, «Радио», 1955, № 6, стр 43—44.

93. Матлин С., Измерительная аппаратура (описание генератора типа RC конструкции Н Баянова) «Радио», 1955, № 9, стр. 60

К главе 12

94. Радиолюбительская измерительная аппаратура, Госэнергоиздат (Массовая радиобиблиотека, вып. 19), 1949, стр. 40—41 (описание модулометра конструкции Г. Г. Костанди).

95. Алексеев А., ГСС-6 в качестве модулометра, «Радио», 1953, № 4, стр. 38,

96. Меерсон А., Модулометр, «Радио», 1952, № 12, стр. 27—28.

97. Длугач Г. В., Соркин И. М., Измерение коэффициента частотной модуляции, «Радиотехника», 1947, № 7, стр. 24—40

К главе 13

98. Малинин Р. М., Самодельная измерительная аппаратура, Госэнергоиздат (Массовая радиобиблиотека, вып. 20), 1949.

99. Измерительные генераторы и осциллографы, Госэнергоиздат (Массовая радиобиблиотека, вып 52), 1949.

100. Измерительная аппаратура, Госэнергоиздат (Массовая радиобиблиотека, вып. 166), 1952.

101. Хитров Б. Н., Транзитронный генератор, «Радио», 1947, № 6, стр. 23—24.

102. Сигнал-генератор с фиксированными частотами (описание конструкции П. М., Трифонова), «Радио», 1948, № 10, стр. 32—35.

103. Томский Б., Карманный сигнал-генератор, «Радио», 1948, № 9, стр. 58.

104. Нехаевский Е., Генератор стандартных сигналов, «Радио», 1949, № 5. стр. 59—62.

105. Васильев Л., Приемник-генератор, «Радио», 1949, № 6, стр. 39—41.

106. Гинзбург З., Генератор стандартных сигналов, «Радио», 1949, № 8, стр. 40—43.

107. Аргунов П., Портативный генератор стандартных сигналов, «Радио», 1950, № 6, стр. 50—53.

108. Иванкин В., Генератор-индикатор для настройки телевизоров, «Радио», 1952, № 5, стр. 50.

109. Левандовский Б., Батарейный сигнал-генератор, «Радио», 1952, № 6, стр. 47—50.

110. Свенсон А., Приемник в качестве модулированного сигнал-генератора, «Радио», 1952, № 11, стр. 63

111. Якоби Б, Батарейный сигнал-генератор, «Радио», 1953, № 5, стр. 55—56.

112. Левитин Е., Измерения в практике радиолюбителя, «Радио», 1954, № 9, стр. 54—56.

113. Дальский В., Сигнал-генератор на пальчиковых лампах, «Радио», 1954, № 9, стр. 57—60.

114. Товбин М., Матлин С., Прибор для настройки телевизоров, «Радио», 1953, № 9, стр. 42—44.

115. Минкина Э., Прибор для проверки телевизоров, «Радио», 1954, № 10, стр. 34—36.

116. Котельников Н., Миниатюрный сигнал-генератор, «Радио», 1954, № 10, стр. 42.

117. Лощилов М., Комплект приборов радиомастера (описание генератора сигналов ГС-24), «Радио», 1955, № 2, стр. 56—58.

118. Дрызго Е., Костанди Г., УКВ ЧМ сигнал-генератор, «Радио», 1953, № 9, стр. 22—23.

119. Костанди Г., Яковлев В., Кристаллический генератор шумов, «Радио», 1954, № 3, стр. 30—31.

120. Костанди Г., Штейерт Л., Универсальный УКВ АМ/ЧМ сигнал-генератор, «Радио», 1955, № 8, стр. 57—59.

121. Сверхминиатюрный генератор сигналов, «Радио», 1956, № 5, стр. 61—62.

К главе 14

122. Матлин С. Л., Как измерить емкость конденсатора, Госэнергоиздат (Массовая радиобиблиотека, вып. 152), 1952.

123. Аппаратура для ремонта и налаживания приемников, Госэнергоиздат (Массовая радиобиблиотека, вып. 88), 1950, стр. 11—20.

124. Устинов Ю., Измерение емкости конденсаторов, «Радио», 1948, № 12, стр. 57.

125. Кравченко Ю., Измерение малых емкостей, «Радио», 1949, № 6, стр. 26.

126. Проверка конденсаторов, «Радио», 1950, № 12, стр. 51—52.

127. Измерение емкости электролитических конденсаторов, «Радио», 1951, № 2, стр. 46.

128. Фюрстенберг А., Измерение емкости, «Радио», 1951, № 4, стр. 53.

129. Соколов А., Прибор для измерения емкости электролитических конденсаторов, «Радио», 1953, № 2, стр. 52.

130. Левитин Е., Измерения в практике радиолюбителя, «Радио», 1954, № 4, стр. 55—59.

131. Хазан С., Измерение малых емкостей, «Радио», 1955, № 9, стр. 27.

К главе 15

132. Вахлиовский Э., Как определить замыкания в катушке, «Радио», 1951, № 1, стр. 25.

133. Романов Н., Прибор для обнаружения короткозамкнутых витков, «Радио», 1953, № 3, стр 50.

134. Волченков Л., Елизаров М., Способ обнаружения короткозамкнутых витков, «Радио», 1954, № 6, стр. 28 и 1955, № 5, стр. 33.

135. Барсуков Ф., Прибор для измерения параметров колебательных контуров (приставка к ГСС-6), «Радио», 1953, № 1, стр. 46—48.

136. Орлов В., Простой Q-метр, «Радио», 1950, № 1, стр. 37—41.

137. Александров Г, Как пользоваться Q-метром, «Радио», 1950, № 12, стр. 44—46.

К главе 16

138. Жеребцов И. П., Стробоскопический метод градуировки тональных генераторов, «Радиофронт», 1940, № 11/12, стр. 50—51.

139 Элькинд Ю М., Частотомеры и установки для их проверки, Госэнергоиздат, 1950.

К главе 17

140. Печковский А., Прибор для точной подгонки частоты генераторов, «Радио», 1952, № 1, стр. 55.

141. Коралов Г., Резонансный волномер, «Радио», 1953, № 4, стр. 37—38.

142. Лабутин Л., Кварцевые калибраторы, «Радио», 1953, № 4, стр. 30—32.
143. Костанди Г., Кварцевый калибратор, «Радио», 1953, № 10, стр. 42—43.
144. Плонский А. Ф., Кварцевые резонаторы, Госэнергоиздат (Массовая радиобиблиотека, вып. 195), 1954, стр. 76—95.
145. Хазан С., Гетеродинные индикаторы резонанса, «Радио», 1955, № 10, стр. 52—53.
146. Туторский О., Давыдов Г., Измерения с гетеродинными индикаторами резонанса, «Радио», 1956, № 5, стр. 44—48.
147. Рудольфов С., Использование ГСС-6 при налаживании КВ передатчиков, «Радио», 1956, № 5, стр. 58—59

К главе 18

148. Туторский О., Измерительная линия, «Радио», 1949, № 10, стр. 36—39.
149. Хазан С., Приборы для настройки КВ и УКВ антенн, «Радио», 1956, № 5, стр. 24—25.
150. Своренъ Р., Градуировка УКВ радиостанции, «Радио», 1956, № 5, стр. 57.

К главе 19

151. Измерительные приборы и осциллографы, Госэнергоиздат (Массовая радиобиблиотека, вып. 72), 1950.
152. Осипов К. Д., Электронно-лучевой осциллограф, Госэнергоиздат (Массовая радиобиблиотека, вып. 78), 1950.
153. Соболевский А. Г., Электронно-лучевой осциллограф, Госэнергоиздат (Массовая радиобиблиотека, вып. 256), 1956.
154. Бялик Г. И., Широкополосные усилители, Госэнергоиздат (Массовая радиобиблиотека), 1956.
155. Криксунов В., Самодельный осциллограф, «Радио», 1949, № 1, стр. 31—33.
156. Спижевский И., Портативный осциллограф, «Радио», 1949, № 3, стр. 44—45.
157. Парфенов В., Катодный осциллограф, «Радио», 1951, № 9, стр. 44—48.
158. Карп Ю., Простой осциллограф, «Радио», 1953, № 5, стр. 54—55.
159. Двухлучевой осциллограф, «Радио», 1953, № 12, стр. 53—55.
160. Гугель Л., Простой осциллограф, «Радио», 1955, № 1, стр. 59—61.
161. Дальский В., Любительский осциллограф, «Радио», 1955, № 4, стр. 58—60.
162. Кружков Н., Простой осциллограф, «Радио», 1956, № 1. стр. 59—60.
163. Овчаренко Е, Своренъ Р., Электронно-лучевые трубки, «Радио», 1956, № 9, стр. 49—52.
164. Романов И., Выпрямитель для электронно-лучевой трубки, «Радио», 1952, № 4, стр. 55—56.
165. Давыдов Г., Способ увеличения чувствительности осциллографа, «Радио», 1956, № 9, стр. 53—54.
166. Гурфинкель Б., Осциллограф в любительской практике, «Радио», 1949, № 2, стр 22—25

167. Маркин А., Осциллограф в учебной работе, «Радио», 1950, № 2, стр. 18—21.
168. Левитин Е., Измерения в практике радиолюбителя, «Радио», 1954, № 12, стр. 58—59.
169. Жариков Г., Определение параметров катушек при помощи электронного осциллографа, «Радио», 1952, № 8, стр. 59.
170. Фюрстенберг А., Измерение полных сопротивлений с помощью осциллографа, «Радио», 1953, № 6, стр. 46—48.
171. Шейнберг М., Наблюдение вольтамперных характеристик вентилей на экране осциллографа, «Радио», 1956, № 9, стр. 53.
172. Приставки к осциллографу, «Радио», 1949, № 11, стр. 54—55.
173. Шуцкой К., Реактивная лампа, «Радио», 1949, № 2, стр. 25—26.
174. Штейнер М, ЧМ-гетеродин, «Радио», 1949, № 2, стр. 36—38.
175. Абрамов А., Работа с генератором качающейся частоты, «Радио», 1950, № 9, стр. 53—55.
176. Павлов В., Схемы генераторов качающейся частоты, «Радио», 1955, № 5, стр. 58—60.
177. Вотлохин Б., Механический коммутатор, «Радио», 1955, № 10, стр. 58.
178. Одновременное получение нескольких осциллограмм на обычном осциллографе, «Радио», 1956, № 10, стр. 55.

АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Цена 10 р. 75 к.